

สายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริป  
ด้วยที-สติกโหลดแบบไม่สมมาตร

นายศรันย์ คัมภีร์ภัทร

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2552

**DIRECTIVE GAIN ARRAY ANTENNA USING  
MICROSTRIP PATCHES WITH ASYMMETRIC  
T-SHAPED SLIT LOADS**

**Saran Kampeephat**

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the  
Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering**

**Suranaree University of Technology**

**Academic Year 2009**

สายอากาศแวลวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริป  
ด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.รังสรรค์ ทองทา)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สวรรค์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ชาญชัย ทองโสภณ)

กรรมการ

(อ. ดร.ปิยะภรณ์ กระจอกนอก)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ จำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ศรันย์ กัมภีร์ภัทร : สายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริป  
ด้วยที-สลิตโหลดแบบไม่สมมาตร (DIRECTIVE GAIN ARRAY ANTENNA USING  
MICROSTRIP PATCHES WITH ASYMMETRIC T-SHAPED SLIT LOADS)

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ.ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคค์, 146 หน้า

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (wireless communication system) ได้มีการพัฒนา  
ก้าวหน้าเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะเทคโนโลยีที่เกี่ยวกับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local  
Area Network : WLAN) ดังนั้นสายอากาศซึ่งทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของการ  
สื่อสารแบบไร้สาย จึงเป็นอุปกรณ์สำคัญอีกประเภทหนึ่งที่นักวิจัยได้ให้ความสนใจในการออกแบบ  
และพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสมสำหรับใช้งานในเครือข่าย  
ท้องถิ่นแบบไร้สายที่มีประสิทธิภาพสูงและตรงกับความต้องการของผู้ใช้งาน โดยทั่วไปแล้ว  
สายอากาศไดโพล (dipole antenna) เป็นสายอากาศที่นิยมใช้กับจุดเข้าถึง (access point) ของ  
ระบบ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานรอบทิศทาง ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังโดยเปล่าประโยชน์ใน  
ทิศทางที่ไม่ต้องการ เช่น บริเวณที่ไม่มีผู้ใช้งานหรือด้านที่ติดกับผนัง จากข้อจำกัดดังกล่าว  
วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปซึ่งให้แบบรูปการแผ่พลังงาน  
แบบเจาะจงทิศทาง และสามารถทำงานได้แบบสองแถบความถี่ซึ่งรองรับมาตรฐาน  
IEEE 802.11 a/b/g ได้ โดยเริ่มต้นศึกษาความเป็นไปได้โดยใช้วิธีการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม  
สำเร็จรูป IE3D ของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิต  
โหลดแบบไม่สมมาตร ซึ่งได้นำสายอากาศมาจัดแถวลำดับแบบ  $1 \times 4$  เพื่อเพิ่มอัตราขยายของ  
สายอากาศและหาตำแหน่งที่เหมาะสมของสลิตโหลดเพื่อปรับทิศทางของการแผ่คลื่นให้มีความ  
สมมาตร จากนั้นจึงใช้ระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา (Finite Difference Time  
Domain Method : FDTD) ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขที่ให้ผลเฉลยเพื่อหาแบบรูปการแผ่  
พลังงาน สุดท้ายได้สร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ เพื่อนำมาวัดทดสอบ  
เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และจากระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2552

ลายมือชื่อนักศึกษา \_\_\_\_\_

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา \_\_\_\_\_

SARAN KAMPEEPHAT : DIRECTIVE GAIN ARRAY ANTENNA USING  
MICROSTRIP PATCHES WITH ASYMMETRIC T-SHAPED SLIT LOADS.  
THESIS ADVISOR : ASST. PROF. RANGSAN WONGSAN, D. Eng., 146 PP.

#### DIRECTIVE GAIN/ARRAY/SLIT LOADS

At present, a development of wireless communication system is advanced, especially technologies related to WLAN. Hence, an antenna for electromagnetic signal transmission of the wireless communication is important equipment that researchers interest in design and development to obtain the suitable antenna with high efficiency and in accordance with user's requirements. In general, dipole antenna is a popular for the system's access point. However, its signal dispersion pattern will be radiated in all directions causing energy loss in the unwanted directions. According to this limitation, this research proposed a directive gain array antenna using microstrip patches to provide a signal dispersion pattern in specific directions. The thesis was conducted from an antenna simulation model using an application program IE3D to study the antenna's feasibility to provide directive gain by using an asymmetric T-shaped slit loads. The antenna was arranged in a 1 x 4 array to expand the gain and the signal dispersion pattern was symmetrically adjusted by adjusting slit loads' positions. After that, the FDTD was used to determine radiation patterns. Finally, an array antenna model was fabricated in accordance with the calculation in order to measure and compare results with the simulation model and the FDTD.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature \_\_\_\_\_

Academic Year 2009

Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สามารถดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ ช่วยเหลือ อย่างดียิ่ง ทั้งในด้านวิชาการ และการดำเนินงานวิจัย รวมถึงหน่วยงานต่าง ๆ ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการทำงานวิจัย ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้โอกาสทางการศึกษาที่ให้คำปรึกษา แนะนำ และชี้แนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ รวมทั้งเป็นกำลังใจให้ และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสิ้น

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภิต และอาจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจอกนอก ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษา

คุณวราภรณ์ สาริษา และคุณวันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ ที่คอยให้คำปรึกษาและช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านเทคนิค รวมทั้งการชี้แนะเกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ และอาจารย์อุษา คงเมือง อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน ที่ให้ความรู้ทางวิชาการและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์คำแนะนำและข้อมูลเกี่ยวกับ FDTD ที่สนับสนุนต่อการทำวิทยานิพนธ์ อย่างสม่ำเสมอมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนบัณฑิตศึกษาทุกคน ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ อาทิ เช่น คุณเกาทัณฑ์ คำพิกุล ที่คอยช่วยเหลือในเรื่องการวัดผลการทดลองและการจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์ อีกทั้งคุณประวิทย์พงษ์ อิ่มประสงค์ และน้อง ๆ นักศึกษาสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคน ที่เป็นกำลังใจให้ในการดำเนินการจัดทำวิทยานิพนธ์

ท้ายที่สุดนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อจรัส และคุณแม่สุดา คัมภีร์ภัทร รวมถึง คุณดาราภรณ์ คัมภีร์ภัทร ตลอดจนญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก ความห่วงใย และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นกำลังใจที่ดียิ่งสำหรับผู้วิจัยให้สามารถเผชิญกับปัญหาและอุปสรรคต่าง ๆ จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จและพร้อมจะพัฒนาตนเองให้ดียิ่ง ๆ ขึ้นไป

ศรันย์ คัมภีร์ภัทร

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฎ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
<b>2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>5</b>
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.2.1 ลักษณะของสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย.....	5
2.2.2 ที่มาของผลต่างสปีนเนื่องเชิงเวลา.....	6
2.3 สรุป.....	9

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า	
<b>3</b>	<b>ระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา</b> .....	<b>10</b>
3.1	บทนำ.....	10
3.2	ระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา.....	11
3.3	เงื่อนไขขอบเขตคูกกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....	24
3.4	การจำลองการป้อนและการกระตุ้นด้วยพัลส์.....	36
3.4.1	แบบจำลองการป้อน.....	36
3.4.2	การกระตุ้นด้วยพัลส์.....	37
3.5	การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	39
3.5.1	การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล ในโดเมนความถี่ (FD-NFFF).....	40
3.6	การรวมสนามไฟฟ้า.....	44
3.7	สรุป.....	46
<b>4</b>	<b>การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่น ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรด้วยระเบียบวิธีผลต่าง สี่บเนื่องเชิงเวลา</b> .....	<b>47</b>
4.1	บทนำ.....	47
4.2	การศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศแถวลำดับ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D.....	47
4.3	ระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาหาผลเฉลยสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	49
4.3.1	รูปแบบของปัญหาและเงื่อนไขขอบเขต.....	49
4.3.2	ผลคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราการขยาย ด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบ ไม่สมมาตรด้วยวิธี FDTD.....	50
4.3.3	รูปแบบจำลองการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในแนวระนาบ.....	51
4.3.4	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล.....	58
4.4	สรุป.....	60



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>5 ผลการทดลอง</b> .....	61
5.1 บทนำ.....	61
5.2 วิธีการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	61
5.3 ผลการวัดทดสอบตัวแบ่งกำลังงาน.....	63
5.4 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความกว้างแถบ.....	67
5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	70
5.6 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	75
5.7 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	77
5.8 สรุป.....	79
<b>6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ</b> .....	81
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	81
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	82
รายการอ้างอิง.....	84
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา.....	87
ภาคผนวก ข. การศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศ แถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วย ที-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D.....	104
ภาคผนวก ค. แสดงผลเปรียบเทียบที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม สำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ และระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	117
ภาคผนวก ง. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	124
ประวัติผู้เขียน.....	146

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ความเป็นมาของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา.....7
5.1	แสดงการเปรียบเทียบค่าความกว้างแถบของสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบ.....70
5.2	ค่าอัตราขยายจากการวัดทดสอบสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบ.....79
6.1	คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบ.....82

## สารบัญรูป

รูป	หน้า
2.1	กราฟจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาตามปี ค.ศ.....9
3.1	การประมาณสำหรับ $f(x)$ ที่จุด $P$ โดยใช้ผลต่างแบบสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า ข้างหลังและตรงกลาง ตามลำดับ.....11
3.2	ความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์.....14
3.3	โครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee.....17
3.4	การแบ่งปริมาตรที่จะคำนวณสนามเป็นเซลล์ตาข่าย.....18
3.5	ช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee.....19
3.6	ส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML.....25
3.7	เทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....32
3.8	มุมเบนขวาของกริดเซลล์ในระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในตัวกลาง PML.....34
3.9	รูปแบบการจำลองสายอากาศแบบช่องว่างเคลด้า.....37
3.10	รูปแบบพัลส์แบบเรย์ลีที่ใช้ในการกระตุ้น.....38
3.11	รูปทรงของปัญหาในการแปลงสนาม.....39
3.12	การแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน.....40
3.13	ค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็กที่คิดจากค่าที่อยู่ข้างเคียงทั้งสี่ค่า.....41
4.1	การจัดวางแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....48
4.2	การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D.....49
4.3	เงื่อนไขขอบเขตของการวิเคราะห์ห้ขนาดส่วนประกอบของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....50
4.4	ค่ากระแสในโดเมนเวลาที่เกิดขึ้นในตำแหน่งขอบเขตแหล่งกำเนิด.....51
4.5	สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้น (ก) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ (ข) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ (ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ (ง) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ (จ) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 600 รอบ.....55

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
4.6 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงในรูปของการจัดวางแบบระนาบ (ก) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ (ข) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ (ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ (ง) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ (จ) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 600 รอบ.....	58
4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามไฟฟ้าจากการจำลองด้วย FDTD.....	59
4.8 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามแม่เหล็กจากการจำลองด้วย FDTD.....	59
5.1 โปรแกรม AutoCAD 2008 กำหนดการกัดและตัดแผ่น PCB.....	62
5.2 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB.....	62
5.3 สายอากาศแฉลัดับต้นแบบ (ก) สายอากาศแฉลัดับต้นแบบที่สร้าง (ข) สายอากาศแฉลัดับต้นแบบที่บรรจุลงในกล่องพลาสติก.....	63
5.4 ตัวแบ่งกำลัง (ก) ลายวงจรที่ใช้ในการออกแบบ (ข) ตัวแบ่งกำลังงานที่สร้าง.....	64
5.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (ก) ที่พอร์ตด้านเข้า (ข) ที่พอร์ตด้านออกที่ 1 (ค) ที่พอร์ตด้านออกออกที่ 2 (ง) ที่พอร์ตด้านออกออกที่ 3 (จ) ที่พอร์ตด้านออกออกที่ 4.....	67
5.6 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแฉลัดับต้นแบบ.....	68
5.7 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศแฉลัดับต้นแบบ.....	69
5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	71
5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล (ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz (ข) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz (ค) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz (ง) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz (จ) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz (ฉ) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz.....	74

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
5.10 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจากการวัดทดสอบ (ก) ที่ความถี่ 2.45 GHz (ข) ที่ความถี่ 5.25 GHz (ค) ที่ความถี่ 5.8 GHz.....	76
5.11 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศหนึ่งอีลิเมนต์.....	77
5.12 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	79
ข.1 สายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิตโหลดแบบไม่สมมาตร.....	105
ข.2 การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิตโหลด แบบไม่สมมาตรแบบ 1 x 4.....	107
ข.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่าง สายอากาศเท่ากับ $\lambda/2$ (ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	108
ข.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่าง สายอากาศเท่ากับ $\lambda/3$ (ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	110
ข.5 การเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิตโหลดแบบไม่สมมาตร ทั้ง 2 รูปแบบ (ก) สายอากาศรูปแบบ ก (ข) สายอากาศรูปแบบ ข.....	112
ข.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปแบบ ก (ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	113
ข.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปแบบ ข (ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	113
ข.8 การจัดวางแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	114
ข.9 การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D .....	115
ข.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ (ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	116
ค.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการ จำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ.....	118
ค.2 ค่าความต้านทานด้านเข้าของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วย โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ.....	118

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
ค.3 ค่ารีแอกแตนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ .....	119
ค.4 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ .....	119
ค.5 ค่าอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ .....	120
ค.6 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบและจากระเบียบวิธีผลต่าง สี่บเนื่องเชิงเวลา (ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz (ข) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz (ค) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz (ง) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz (จ) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz (ฉ) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz .....	123

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

FDTD	=	Finite Difference Time Domain
PML	=	Perfectly Matched Layer
LHCP	=	Left Hand Circularly Polarization
RHCP	=	Right Hand Circularly Polarization
FD-NFFF	=	Frequency-Domain Near-Field to Far-Field Transformation
TD-NFFF	=	Time-Domain Near-Field to Far-Field Transformation
TE mode	=	Transverse Electric mode
TM mode	=	Transverse Magnetic mode
$\delta$	=	total thickness of PML layers
$\epsilon_r$	=	relative permittivity
$\epsilon_0$	=	permittivity of free space
$\mu_0$	=	permeability of free space
$\vec{E}$	=	electric field vector
$\vec{H}$	=	magnetic field vector
$\vec{D}$	=	electric flux density
$\vec{B}$	=	magnetic flux density
$\vec{j}$	=	electric current densities
$\sigma$	=	electrical conductivity
$\sigma^*$	=	magnetic conductivity
$\Delta x$	=	cell size of Cartesian space increment in x direction
$\Delta y$	=	cell size of cartesian space increment in y direction
$\Delta z$	=	cell size of cartesian space increment in z direction
$\Delta t$	=	size of time step
C	=	velocity of light
N	=	FDTD discrete time index
$\psi$	=	any component of the field

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$W$	=	width of the patch
$L$	=	length of the patch
$t$	=	time
BW	=	bandwidth
$f_c$	=	operating frequency
$E_{co}$	=	major axis of polarization
$E_{xp}$	=	minor axis of polarization
EIRP	=	effective isotropic radiated power
$W$	=	width of the microstrip or patch antenna
$h$	=	thickness of substrate
$S_{11}$	=	input reflection coefficient
$\Gamma_{in}$	=	reflection coefficient
$Z_{in}$	=	input impedance
$Z_{out}$	=	output impedance
$\beta$	=	propagation constant
$\eta$	=	intrinsic impedance
$\lambda_0$	=	wavelength of electromagnetic wave in free space
$R_{in}$	=	input impedance of patch antenna
$R(\theta)$	=	reflection factor
$\omega$	=	angular frequency



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบไร้สายนับได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากผู้ใช้งานสามารถเชื่อมต่อเข้ากับระบบเครือข่ายจากพื้นที่ใดก็ได้ที่อยู่ในรัศมีทำการของสัญญาณ ทำให้ผู้ใช้งานได้รับความสะดวกมากขึ้นในการเชื่อมต่อเครือข่าย จากข้อดีของระบบการสื่อสารแบบไร้สายดังกล่าวส่งผลให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับระบบการสื่อสารแบบไร้สายอย่างกว้างขวาง และเทคโนโลยีหนึ่งที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างสูงในขณะนี้คือ เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) ถ้าหากความสำคัญของการสื่อสารแบบไร้สายมีมากเท่าไร สายอากาศซึ่งทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของการสื่อสารแบบไร้สายนั้นก็ย่อมมีความสำคัญมากขึ้นตาม เพื่อให้สัญญาณรับและส่งมีความผิดพลาดน้อยที่สุดจึงควรสร้างสายอากาศให้มีประสิทธิภาพ ดังนั้นคุณลักษณะของสายอากาศที่ต้องนำไปสร้างจึงต้องพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ เช่น ย่านความถี่ที่ใช้งาน วัสดุที่นำมาใช้เป็นสายอากาศซึ่งควรจะมีค่าความนำสูงเพื่อลดปัญหาการสูญเสียกำลังในการส่งผ่าน และการเลือกชนิดของสายอากาศที่ต้องการสร้างนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงคุณลักษณะการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ (resonant frequency) ความกว้างแถบ (bandwidth) ที่กว้างเพียงพอที่ต้องการนำไปใช้งานและแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)

ดังนั้นสายอากาศจึงเป็นอุปกรณ์สำคัญอีกประเภทหนึ่งที่นักวิจัยได้ให้ความสนใจในการออกแบบและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสมสำหรับใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่มีประสิทธิภาพสูงและตรงกับความต้องการของผู้ใช้งาน โดยทั่วไปแล้วสายอากาศไดโพล (dipole antenna) เป็นสายอากาศที่นิยมใช้กับจุดเข้าถึง (access point) ของระบบ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังโดยเปล่าประโยชน์ไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ เช่น บริเวณที่ไม่มีผู้ใช้งานหรือด้านที่ติดกับผนัง จากข้อจำกัดดังกล่าวงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปซึ่งให้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทาง และสามารถทำงานได้แบบสองแถบความถี่ซึ่งรองรับมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ได้ โดยเริ่มต้นศึกษาความเป็นไปได้โดยใช้วิธีการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที่-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร ซึ่งได้นำสายอากาศมาจัดแถวลำดับแบบ  $1 \times 4$  เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศและ

หาตำแหน่งที่เหมาะสมของสลิคโพลดเพื่อปรับทิศทางของการแผ่คลื่นให้มีความสมมาตร จากนั้นจึงใช้ระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา (Finite Difference Time Domain Method : (FDTD) ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขที่ให้ผลเฉลยเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงานสุดท้ายได้สร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ เพื่อนำมาวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และจากระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษารูปแบบและออกแบบรูปร่างของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตร สำหรับการประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g
- 1.2.2 เพื่อศึกษาความเป็นไปในการออกแบบและจำลองผลของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตร ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ในเบื้องต้น
- 1.2.3 เพื่อพัฒนาการใช้ระเบียบวิธีการของผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา สำหรับสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรให้สามารถคำนวณได้อย่างถูกต้องและรวดเร็ว และสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบเพื่อศึกษาผลจากการวัดทดสอบ เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และจากระเบียบวิธีการของผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

## 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

- 1.3.1 เมื่อนำสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรมาจัดแถวลำดับโดยมีระยะห่าง ( $d$ ) ที่เหมาะสมจะส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มมากขึ้น
- 1.3.2 เมื่อนำสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรมาทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิคโพลดที่อยู่บนแต่ละด้านของสายอากาศไมโครสตริปเพื่อให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรและมีอัตราขยายด้านหน้าให้สูงขึ้น

## 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.4.1 ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ในการศึกษาความเป็นไปได้เพื่อออกแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตร

- 1.4.2 ใช้ระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาเพื่อวิเคราะห์ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และสร้างสายอากาศแกลลาคับต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และจากระเบียบวิธีการของผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา
- 1.4.3 สร้างสายอากาศแกลลาคับต้นแบบโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรต้นแบบสำหรับการประยุกต์ใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

## 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.5.1 ใช้โปรแกรมสำเร็จรูปเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแกลลาคับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรเพื่อเพิ่มอัตราขยายเจาะจงทิศทางให้ครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการ และทดลองปรับแบบรูปการแผ่พลังงานให้สมมาตร
- 1.5.2 ศึกษาการใช้โปรแกรมภาษาซีเพื่อพัฒนาระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาสำหรับวิเคราะห์ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายอากาศไมโครสตริป
- 1.5.3 สร้างสายอากาศแกลลาคับต้นแบบ เพื่อเปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบ และจากระเบียบวิธีการของผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.6.1 ได้สายอากาศแกลลาคับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทางที่สมมาตรเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย
- 1.6.2 ได้โปรแกรมจำลองผลเฉลยที่เกิดจากการพัฒนาระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศแกลลาคับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร

## 1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

สำหรับเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาค้นคว้า รวบรวมข้อมูลวิเคราะห์และสรุปผลต่าง ๆ สำหรับสายอากาศแกลลาคับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร โดยมีเนื้อหาทั้งหมด 6 บทด้วยกัน

**บทที่ 1** จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัยสำหรับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย และได้กล่าวถึงการเลือกสายอากาศที่มีความเหมาะสมกับระบบดังกล่าวโดยเฉพาะสายอากาศแกลลาคับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่

สมมาตรที่สามารถตอบสนองความต้องการด้านคุณสมบัติขั้นต้นได้เป็นอย่างดี เช่น อัตราขยายด้านหน้า แบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทางที่สมมาตร เป็นต้น

**บทที่ 2** ได้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัย เกี่ยวข้องกับสายอากาศแต่ละชนิดที่ใช้ในงานการสื่อสารแบบไร้สายและปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัย วิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

**บทที่ 3** กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานวิธีวิเคราะห์เชิงเลขวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา เพื่อใช้ในการหาผลรวมของสนาม โดยเริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องประกอบไปด้วยเงื่อนไขความผิดพลาด และความเสถียรที่จะนำไปสู่ความถูกต้องในผลเฉลยของคำตอบที่ได้ จากนั้นจึงเข้าสู่วิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาในพิกัดฉากที่เป็นโครงสร้างและเงื่อนไขเบื้องต้น ตลอดจนเงื่อนไขขอบเขตคู่คลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer : PML) ใช้สำหรับจำลองบริเวณที่เสมือนคลื่นเดินทางไปในระยะอนันต์เนื่องจากมีการสะท้อนกลับน้อยมาก นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการจำลองการแทรกใส่คลื่นตกกระทบด้วยพัลส์และสุดท้ายจะกล่าวถึงหลักการแปลงสนามระยะไกลเป็นสนามระยะไกล

**บทที่ 4** ได้นำเสนอผลเฉลยจากการจำลองสายอากาศแถวลำดับชั้นแบบด้วยคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรมจำลอง IE3D และผลเฉลยจากการใช้ระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาซึ่งได้มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในบทนี้จะได้นำขึ้นถึงสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าเพื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศแถวลำดับชั้นแบบที่นำมาใช้งานย่านความถี่การสื่อสารแบบไร้สาย

**บทที่ 5** ได้กล่าวถึงการสร้างสายอากาศแถวลำดับชั้นแบบตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ถูกออกแบบไว้เพื่อยืนยันความถูกต้องด้วยผลการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแถวลำดับชั้นแบบ

**บทที่ 6** จะกล่าวสรุปผลการวิจัยทั้งหมดและแสดงข้อเสนอแนะแนวทางสำหรับการพัฒนาสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้า โดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรต่อไปในอนาคต

## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

ในระบบของการสื่อสารนั้น องค์ประกอบในระบบได้ทำหน้าที่แตกต่างกันออกไปและมีความสำคัญกันคนละแบบ และถ้ากล่าวถึงระบบการสื่อสารแบบไร้สาย องค์ประกอบหนึ่งที่ต้องให้ความสำคัญ คือ สายอากาศซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับและส่งสัญญาณ ที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสมและตอบสนองต่อความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุด ซึ่งได้มีการพัฒนาและปรับปรุงมาโดยตลอดเพื่อทำให้สายอากาศเกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อมากที่สุด สายอากาศทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงการใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากการใช้งานที่ต่างกันย่อมมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันตามไปด้วย

#### 2.2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

##### 2.2.1 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย

เทคนิคเบื้องต้นของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่สามารถทำให้ทำงานลักษณะสองความถี่ได้พร้อมกัน คือ การกำหนดให้สายอากาศทำงานในโหมดตั้งฉากบนโครงสร้างของสายอากาศรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Antar, Ittipiboon, and Bhattachatyya, 1995) และบนโครงสร้างของสายอากาศที่มีรูปร่างวงกลม (Murakami, Chujo, Chiba, and Frujise, 1993) เทคนิคที่สองคือการวางสายอากาศซ้อนกันเป็นชั้น ๆ ซึ่งสามารถนำมาใช้กับสายอากาศรูปร่างวงกลม (Long and Walton, 1979) วงแหวน (Dahale, Lee, and Wong, 1987) สี่เหลี่ยมผืนผ้าและสามเหลี่ยม วิธีการวางเป็นชั้นได้มีการนำไปใช้กับสายอากาศลักษณะที่ทำงานความถี่เดียว ทำให้ได้ความกว้างแถบที่กว้างขึ้น โดยมีการป้อนกำลังที่แผ่นเดียวเท่านั้นและให้มีการเชื่อมต่อ (coupling) ไปยังแผ่นที่อยู่ด้านบน (Wang, Fralich, Wu, and Litva, 1990) ต่อมามีการทดลองโดยการนำขั้วสเตรตชชนิดเดียวกันมาวางซ้อนกันเป็นชั้น ๆ (Croq and Pozar, 1992) และเทคนิคสุดท้ายที่ได้รับความนิยม คือ การใช้โหลด (reactively-loaded) ซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบ เช่น การเพิ่มตัวปรับสายท่อนสั้น (stub loading) (Richards, Davidson, and Long, 1985) การ โหลดแบบรอยบาก (notch loading) (Sanchez-Hernandez

and Robertson, 1995) พิน ลัด วงจร (short pin) (Schaubert, Ferrar, Sindoris, and Hayes, 1981) ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (capacitors) (Waterhouse and Shuley, 1992) และการใช้โหลดแบบร่อง (slits load) (Maci, Gentili, and Avitabile, 1993), (Yazidi, Himdi, and Daniel, 1993) และ (Maci, Gentili, Piazzesi, Biffi, and Salvador, 1995)

K.P. Yang and K.L Wong, (2001) ได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบสมมูลที่ทำงานในลักษณะสองความถี่ได้พร้อมกัน โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทาง ข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบสมมูล คือ มีความถี่ใช้งานที่ไม่เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g (R. Wongsan and U. Kongmuang, 2006) จึงได้มีการนำเสนอสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมูล ที่สามารถรองรับการใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g และได้มีการเพิ่มความหนาของชั้นสเตรต เพื่อให้ได้ความกว้างแถบเพิ่มมากขึ้นเพียงพอสำหรับการนำไปใช้งาน แต่สายอากาศที่ได้มีอัตราขยายต่ำและมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่สมมาตร

งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมูล ซึ่งเป็นการนำสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมูลมาจัดแถวลำดับเพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ด้วยการปรับเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศไมโครสตริปที่เหมาะสม และทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิค โหลดบนแต่ละด้านของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร

### 2.2.2 ที่มาของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

วิธีการคำนวณแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาหรือเรียกกันว่า FDTD ได้ถูกคิดค้นขึ้นมาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1966 ซึ่งได้มีการปรับปรุงและพัฒนาวิธีการดังกล่าวอย่างต่อเนื่องจากหลายนักวิจัยที่มีความสนใจและเชื่อมั่นในวิธีการนี้ เพื่อให้เกิดความเหมาะสมและมีประสิทธิภาพในทุกแง่มุมกับปัญหาที่พิจารณา วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา คือ วิธีการคำนวณเชิงเลขเพื่อหาผลเฉลยของปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า ผู้ริเริ่ม คือ Kane S. Yee โดยได้นำเสนอแนวความคิดการใช้วิธีประมาณการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องสำหรับการแก้ปัญหามุมการแมกซ์เวลล์ในพิกัดฉาก กระบวนการวิเคราะห์หมีลักษณะเป็นการแก้ปัญหามุมสองมิติด้วยการใส่แทรกคลื่นระนาบเข้าไปในกล่องสี่เหลี่ยมตัวนำที่สามารถจำลองได้เฉพาะปัญหาโครงสร้างที่ล้อมรอบด้วยตัวนำเท่านั้น ซึ่งเป็นสาเหตุให้วิธีการนี้ไม่ได้รับความสนใจในตอนแรกเริ่ม จนกระทั่งเมื่อการวิเคราะห์โครงสร้างปัญหาแบบเปิดสามารถกระทำได้ วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจึงเริ่มเป็นที่รู้จักกันอย่างแพร่หลาย ซึ่ง Allen Taflove เป็นบุคคลที่จุดประกายความสนใจนี้ขึ้น และมีบทบาทเป็นอย่างมากในเวลา

ต่อมา โดยเขาได้ศึกษาและวิเคราะห์อย่างจริงจังจนมีหนังสือตำราและบทความออกเผยแพร่มากมาย เป็นที่ยอมรับกันอย่างกว้างขวางในการสำรวจความเป็นมาของวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นความเป็นมาของวิธีนี้โดยได้เรียงลำดับดังตารางที่ 2.1 ได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ความเป็นมาของวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา

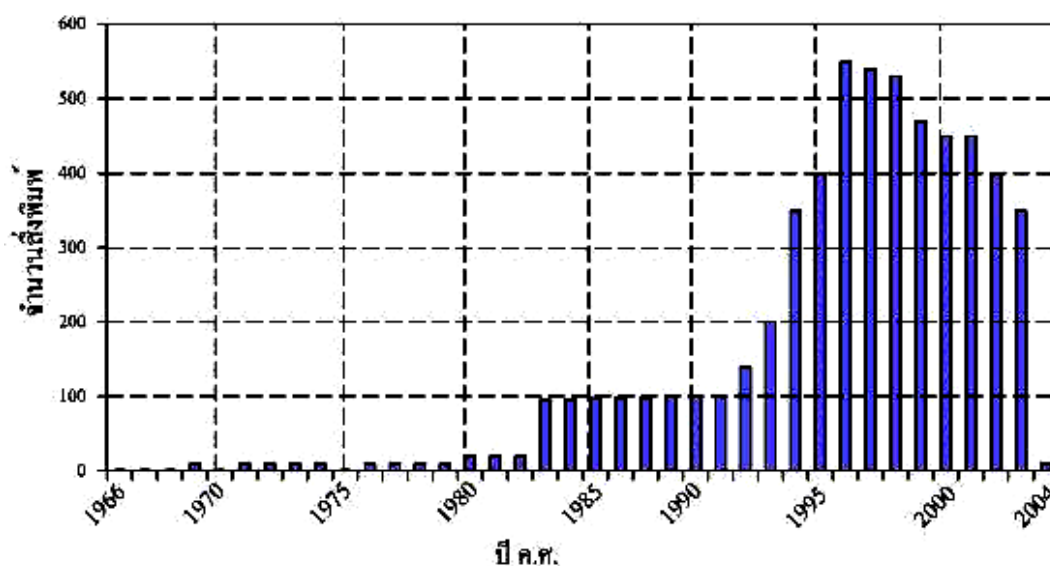
ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
K. S. Yee	เริ่มต้นสูตร FDTD	1966
A. Taflov et al.	นำ FDTD มาประยุกต์ใช้เป็นครั้งแรกโดยการแก้ปัญหาในที่ ไม่เป็นวัสดุเนื้อเดียว (inhomogeneous problems)	1975
G. Mur	นำเสนอประสิทธิภาพของการจำลองปัญหานำเสนอการใช้ Mur ABC	1981
K. R. mashankar et al.	สรุปวิธีการใช้ FDTD สำหรับเส้นลวดในการจำลองผล sub-cellular	1987
X. Zhang et al.	นำเสนอคุณลักษณะของเส้นไมโครสตริปเป็นครั้งแรก	1988
M. J. Barth	นำเสนอเทคนิคการคำนวณแบบรูปสนามระยะไกล	1992
R. J. Luebbers and K. S. Kunz	นำเสนอเทคนิคการคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานในสนาม ระยะไกลด้วยวิธี FDTD	1991
L. Chen et al.	นำเสนอการประยุกต์ใช้ แบบรูปการแผ่พลังงานในสนาม ระยะไกลด้วยวิธี FDTD กับปัญหาในลักษณะของ โทรศัพท์มือถือเคลื่อนที่ 3 มิติ	1992
J. P. Berenger	นำเสนอเงื่อนไขขอบเขตชั้นเข้ากันได้แบบสมบูรณ์ ระบบ สองมิติ (two-dimensional perfectly matched layer ABC) เพื่อลดการสะท้อนและการแทรกสอดของคลื่นโดยอันดับ ของขนาด ABCs และได้นำมาพัฒนาต่อ	1994, 1996, และ 2002
D. S. Katz et al.	นำเสนอการทำให้เงื่อนไขขอบเขตชั้นเข้ากันได้แบบ สมบูรณ์ (PML ABC) ขยายออกไปเป็นสามมิติ	1994
R. Mittra	นำเสนออีกทางเลือกของการไม่ต้องแยกสนาม (un-split fields) ของ PML	1995

ตารางที่ 2.1 ความเป็นมาของวิธีวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
S. D. Gedney	ตรวจสอบวิเคราะห์วิธี FDTD ขนานกับการใช้คอมพิวเตอร์คำนวณ	1995
S. D. Gedney and F. Lansing	นำเสนอรูปแบบของเซลล์ตาข่ายที่ไม่เป็นรูปแบบและไม่ตั้งฉาก	1995
A. P. Zhao et al.	นำเสนอวิธีการพัฒนาสำหรับการกระตุ้นเส้นไมโครสตริป	1996
K. L. Shlager et al.	พัฒนาและปรับปรุงวิธีการ FDTD สัมพันธ์กับงานวิจัยและเทคนิคต่าง ๆ ที่ได้นำเสนอออกมา	1995

นอกจากนี้ได้นำเสนอออกมาในรูปแบบของหนังสือที่ชื่อ “The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics” (Kunz and Luebbers, 1993) เล่มต่อมาเขียนโดย (Taflove, 1995) หนังสือชื่อ “Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” และพิมพ์ออกมาเป็นครั้งที่ 2 ร่วมกับ (Taflove and Hagness, 2001) ชื่อ “Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” และหนังสือที่ออกมาในรูปแบบการประยุกต์ใช้วิธี FDTD ชื่อ “Advances in Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” แต่งโดย Allen Taflove ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งสามารถติดตามข้อมูลปัจจุบันของวิธีการ FDTD ได้ที่ FDTD.org (Schneider and Shlager, 2002) การสำรวจสิ่งพิมพ์ ที่มีความเกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาจากอดีตจนถึงปี ค.ศ. 2004 สามารถแสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.1 จากกราฟแสดงให้เห็นว่า ที่ปี ค.ศ. 1966 สิ่งพิมพ์มีเพียงฉบับเดียว คือ บทความของ Yee ได้รับการตีพิมพ์ จากนั้นมาจนถึงปี ค.ศ. 1980 จำนวนสิ่งพิมพ์ในแต่ละปีมีน้อยหรือบางปีไม่มีผลงานที่เกี่ยวข้อง ซึ่งอาจจะกล่าวได้ว่าช่วงแรกนั้นยังไม่มีผู้สนใจวิธีการคำนวณแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลานี้มากนัก ต่อมาในปี 1985 สิ่งพิมพ์ได้เพิ่มมากขึ้นหรือเป็นช่วงที่เริ่มมีนักวิจัยให้ความสนใจและศึกษาวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลานี้และหลังจากปี ค.ศ. 1985 เป็นต้นมาจะสังเกตเห็นว่า สิ่งพิมพ์ได้ทวีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ ทุกปี





รูปที่ 2.1 กราฟจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาตามปี ค.ศ.

จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1997 คือ ปีที่จำนวนสิ่งพิมพ์มีมากที่สุดเท่าที่ได้เคยรวบรวมสถิติไว้ รวมแล้วทั้งหมดในตอนนั้นมีสิ่งพิมพ์ที่ถูกตีพิมพ์ออกเผยแพร่กว่า 2,300 สิ่งพิมพ์ กระทั่งถึงปัจจุบันนี้จำนวนสิ่งพิมพ์ได้ลดลงมามากแล้ว

### 2.2.1 สรุป

สายอากาศไมโครสตริปมีลักษณะคล้ายแผ่นพิมพ์ที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่มีแผ่นทองแดงประกบอยู่ทั้งสองด้านและมีไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรองทำจากวัสดุชนิดต่าง ๆ กันกลางอยู่ การศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปนี้มีการพัฒนารูปร่างเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง สำหรับวิธีการคำนวณเชิงเลขเพื่อหาผลเฉลยของปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้้นำวิธีการคำนวณแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา โดยการปรับปรุงและพัฒนาวิธีการดังกล่าวนี้ให้มีมาอย่างต่อเนื่องจากหลายนักวิจัย เพื่อให้เกิดความเหมาะสมและเกิดประสิทธิภาพในทุกแง่มุมกับปัญหาที่พิจารณา

## บทที่ 3

### ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

#### 3.1 บทนำ

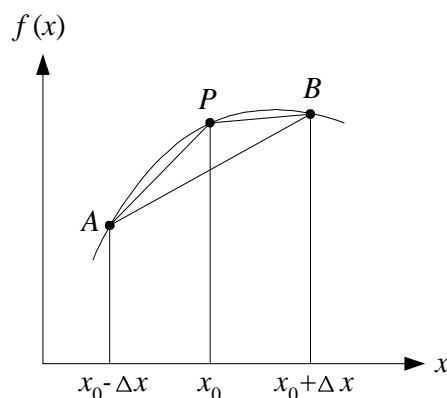
ได้มีการพัฒนาวิธีการวิเคราะห์ปัญหาทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากันมาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ซึ่งปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้สองรูปแบบ คือ โดยวิธีเชิงวิเคราะห์และโดยวิธีเชิงเลข ในวิธีการแบบเชิงวิเคราะห์นั้นได้มีการทำมาเป็นเวลานานแล้ว วิธีการนี้จะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ แต่เนื่องจากสมการของแมกซ์เวลล์มีคุณลักษณะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่งที่มีการเชื่อมต่อกันระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งไม่สามารถแก้สมการเพื่อหาคำตอบโดยตรงได้ ดังนั้นถ้าต้องการคำตอบของค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กต้องทำการเชื่อมต่อกันระหว่างสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าโดยเพิ่มอันดับของสมการอนุพันธ์จากอันดับหนึ่งเป็นอันดับสอง สมการอนุพันธ์อันดับสองที่ได้ใหม่คือ สมการคลื่น (wave equation) ซึ่งสมการคลื่นนี้เป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับสองที่ไม่มีการเชื่อมต่อกันระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถนำไปแก้สมการหาคำตอบได้โดยใช้วิธีการแยกตัวแปร แต่ถ้าสมการอยู่ในรูปแบบสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยที่ไม่เป็นแบบเชิงเส้นแล้ว เงื่อนไขขอบเขตรูปแบบปัญหาจะมีความซับซ้อนเนื่องจากเงื่อนไขขอบเขตเป็นแบบผสม หรือขึ้นกับเวลา เป็นต้น ซึ่งปัญหาเหล่านี้ไม่สามารถใช้วิธีเชิงวิเคราะห์มาแก้สมการเพื่อหาคำตอบได้ จึงได้นำวิธีเชิงเลขมาใช้เพื่อแก้ปัญหาข้างต้น วิธีเชิงเลขมีหลายวิธีแต่ในที่นี้จะขอเลือกใช้วิธีที่เรียกว่าผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเป็นวิธีหาผลเฉลยโดยตรงของสมการเคิร์ล ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของสมการแมกซ์เวลล์โดยใช้การประมาณผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางอันดับสองสำหรับอนุพันธ์เชิงระยะทาง และเวลาของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันกับตัวดำเนินการเชิงอนุพันธ์ของสมการเคิร์ล วิธีการนี้จะลดข้อมูลการสุ่มตัวอย่าง (sampling) ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต่อเนื่องในปริมาตรของระยะทางตลอดหนึ่งคาบเวลา และมีการเลือกความไม่ต่อเนื่องของระยะทางและเวลาเพื่อจำกัดค่าผิดพลาดในกระบวนการสุ่มตัวอย่างซึ่งจะทำให้เกิดความแน่นอนของเสถียรภาพเชิงตัวเลขในอัลกอริทึม ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะอยู่สลับกันในระยะทางจนกระทั่งเกิดความสอดคล้องทางธรรมชาติของเงื่อนไขความต่อเนื่องของสนามในแนวสัมผัสกับรอยต่อของวัตถุ ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเพื่อใช้ในการหาผลรวมของสนามที่

เกิดขึ้น โดยประกอบด้วยสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer : PML) การกระตุ้นสายอากาศแบบจำลองการป้อนและการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

### 3.2 ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

การหาสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเพื่อแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เริ่มต้นจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์และใช้หน่วยการวัด SI (International System of Units) ต่อจากนั้นใช้เอกลักษณ์เวกเตอร์ของเคิร์ลเวกเตอร์ในระบบพิกัดที่เลือก ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกใช้ระบบพิกัดฉากเนื่องจากโครงสร้างของปัญหาซึ่งเน้นรูปแบบของสายอากาศมีความสอดคล้อง และสามารถเขียนสมการแมกซ์เวลล์แยกตามส่วนประกอบต่าง ๆ ทั้งสามส่วนของระบบพิกัดฉาก ทำให้ได้สมการอนุพันธ์หกสมการ และในขั้นตอนสุดท้าย คือ การประมาณสมการอนุพันธ์ทั้งหมดนี้ด้วยวิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมซึ่งจะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา นอกจากนี้จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาแล้วยังพิจารณาถึงเกณฑ์ที่นำมาใช้วัดเสถียรภาพของการใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ก่อนที่จะเริ่มแก้สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจะต้องศึกษาว่าจะสร้างการประมาณค่าผลต่างสี่เหลี่ยมจากสมการเชิงอนุพันธ์ที่นำมาได้อย่างไร จากฟังก์ชัน  $f(x)$  ที่นำมาตั้งแสดงในรูปที่ 3.1 สามารถประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับหนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง  $PB$  ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า (forward difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.1 การประมาณสำหรับ  $f(x)$  ที่จุด  $P$  โดยใช้ผลต่างแบบสี่เหลี่ยม  
ไปข้างหน้า ข้างหลังและตรงกลาง ตามลำดับ

ความชันของเส้นโค้ง  $AP$  ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหลัง (backward difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (3.2)$$

ความชันของเส้นโค้ง  $AB$  ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลาง (central difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.3)$$

และสามารถประมาณอนุพันธ์อันดับสองของ  $f(x)$  ที่จุด  $P$  ได้อีกดังนี้

$$\begin{aligned} f''(x_0) &\approx \frac{f'(x_0 + \frac{\Delta x}{2}) - f'(x_0 - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} \\ &\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\} \\ f''(x_0) &\approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

มีอีกหน้ทางเลือกสามารถหาสมการผลต่างสี่เหลี่ยม คือ การวิเคราะห์ด้วยสมการอนุกรมของ เทเลอร์ (Taylor's series) ดังนี้

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) + \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (3.5)$$

$$f(x_0 - \Delta x) = f(x_0) - \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) - \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (3.6)$$

เมื่อนำสมการ (3.5) และ (3.6) รวมกันจะได้

$$f(x_0 + \Delta x) + f(x_0 - \Delta x) = 2f(x_0) + (\Delta x)^2 f''(x_0) + O(\Delta x)^4 \quad (3.7)$$

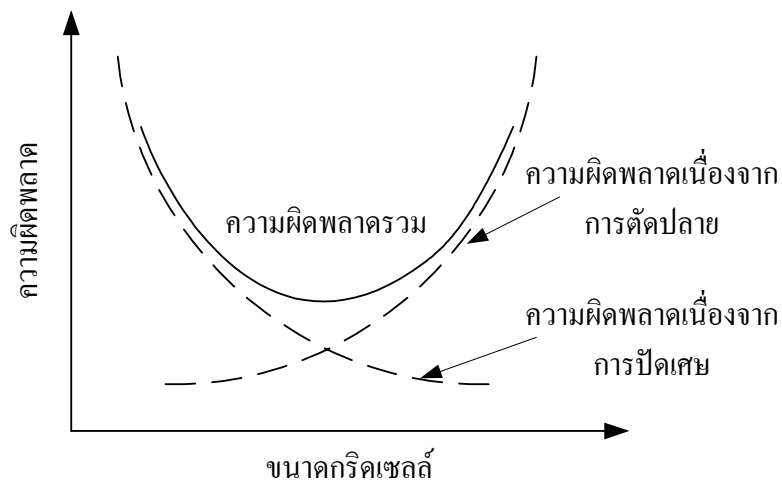
เมื่อพจน์  $O(\Delta x)^4$  คือ ค่าความผิดพลาดที่อยู่ในรูปของความผิดพลาดที่เกิดจากการตัดปลาย (truncation errors) โดยการตัดพจน์  $O(\Delta x)^4$  ออกเนื่องจากมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องนำมาพิจารณา จะได้สมการ (3.8) ซึ่งพบว่าตรงกับสมการ (3.4) นำสมการ (3.5) ลบด้วย (3.6) และตัดพจน์ที่ยกกำลังมากกว่าหรือเท่ากับสามทิ้งไป และทำให้ได้สมการดังนี้

$$f''(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \quad (3.8)$$

ด้วยเหตุผลเดียวกันจะได้สมการ (3.9) ซึ่งตรงกับสมการ (3.3) ดังนี้

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.9)$$

ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสี่บนั้น อาจเกิดความผิดพลาดจาก 3 สาเหตุซึ่งจะต้องพิจารณาสำหรับการคำนวณเชิงเลขในทางปฏิบัติ ได้แก่ ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย และความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษความผิดพลาดอันเนื่องมาจากการจำลองรูปทรงของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์อาจมีความสลับซับซ้อนในขณะที่ความผิดพลาดจากการตัดปลายนั้นเกิดจากการแก้สมการที่มีผลต่างสี่บเนื่อง พจน์ที่มีลำดับสูง ๆ สำหรับอนุกรมของเทเลอร์จะถูกตัดทิ้งไป ส่วนความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษเป็นความผิดพลาดในทางคำนวณที่เกิดจากเครื่องคอมพิวเตอร์ที่จะต้องมีค่าแน่นอนที่ค่าใดค่าหนึ่งและเนื่องจากการคำนวณด้วยวิธีแบบผลต่างสี่บเนื่อง จะคำนวณโดยการแบ่งรูปทรงจำลองเป็นรูปแบบของขนาดกริดเซลล์ ดังนั้นหากต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องนำความผิดพลาดทั้งสองมาพิจารณาร่วมกัน โดยสมมุติว่าไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์

พิจารณาได้ว่าการกำหนดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดเล็กมาก ๆ นั้นไม่ได้ทำให้เกิดผลดี เพราะทำให้ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษเกิดมาก แต่ในทางกลับกันจะทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายน้อยลง ถ้าขนาดกริดเซลล์มีขนาดใหญ่มากขึ้นจะทำให้เกิดผลในทางตรงกันข้าม ดังนั้นในการจำลองปัญหาสายอากาศด้วยระเบียบวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาจึงควรเลือกขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดที่เหมาะสม เพื่อลดความผิดพลาดรวมจึงเริ่มการหาสมการของระเบียบวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาจากสมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางที่มีคุณสมบัติทางกายภาพเหมือนกันตลอด ซึ่งจะได้สมการของแมกซ์เวลล์เป็น

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{J}_m - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad ; \text{Faraday's law} \quad (3.10ก)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}_c - \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad ; \text{Ampere's law} \quad (3.10ข)$$

เมื่อ  $\bar{E}$  และ  $\bar{H}$  คือ ความเข้มสนามไฟฟ้าและความเข้มสนามแม่เหล็ก  $\bar{D}$  และ  $\bar{B}$  คือ ความหนาแน่นของเส้นแรงไฟฟ้าและแม่เหล็กและ  $\bar{J}_c$  และ  $\bar{J}_m$  คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็กตามลำดับ จากสมการ (3.10) ในตัวกลางที่เป็นเชิงเส้นไอโซทรอปิก (linear isotropic medium) นั้นสมการความสัมพันธ์ของ  $\bar{B}$  และ  $\bar{D}$  สัมพันธ์กับ  $\bar{H}$  และ  $\bar{E}$  ตามลำดับมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (3.11ก)$$

$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E} \quad (3.11ข)$$

เมื่อ  $\mu$  คือ ค่าความซึมทราบได้สนามแม่เหล็กและ  $\varepsilon$  คือ ค่าสภาพยอมสนามไฟฟ้าของตัวกลาง ถ้าพิจารณาตัวกลางที่มีการสูญเสียความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็ก  $\bar{J}_c$  และ  $\bar{J}_m$  จะสัมพันธ์กับ  $\bar{E}$  และ  $\bar{H}$  ที่กำหนดโดยกฎของโอห์มได้ดังสมการ (3.12ก) และ (3.12ข) และ  $\sigma$  (S/m) และ  $\sigma^*$  (S/m) คือ ค่าความนำไฟฟ้าและค่าการสูญเสียแม่เหล็ก ตามลำดับ

$$\bar{J}_c = \sigma \bar{E} \quad (3.12ก)$$

$$\bar{J}_m = \sigma^* \bar{H} \quad (3.12ข)$$

ถ้าแทนสมการ (3.11) จนถึง (3.12) ลงในสมการ (3.10ก) และ (3.10ข) แล้วจัดพจน์ใหม่จะได้

$$\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \sigma^* \bar{H} = -\nabla \times \bar{E} \quad (3.13ก)$$

$$\varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \sigma \bar{E} = \nabla \times \bar{H} \quad (3.13ข)$$

หรือ 
$$\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{E} - \frac{\sigma^*}{\mu} \bar{H} \quad (3.14ก)$$

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \bar{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \bar{E} \quad (3.14ข)$$

และเมื่อใช้เอกลักษณ์เวกเตอร์ของเคิร์ลของเวกเตอร์ในระบบพิกัดฉาก คือ

$$\nabla \times \bar{A} = \hat{a}_x \left[ \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right] + \hat{a}_y \left[ \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right] + \hat{a}_z \left[ \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right] \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) เมื่อนำมาเขียนส่วนประกอบของเวกเตอร์ของตัวดำเนินการในสมการ (3.14ก) และ (3.14ข) จะได้สมการอนุพันธ์หกสมการที่อยู่ในระบบพิกัดฉากดังนี้

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma^* H_x = \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (3.16ก)$$

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma^* H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (3.16ข)$$

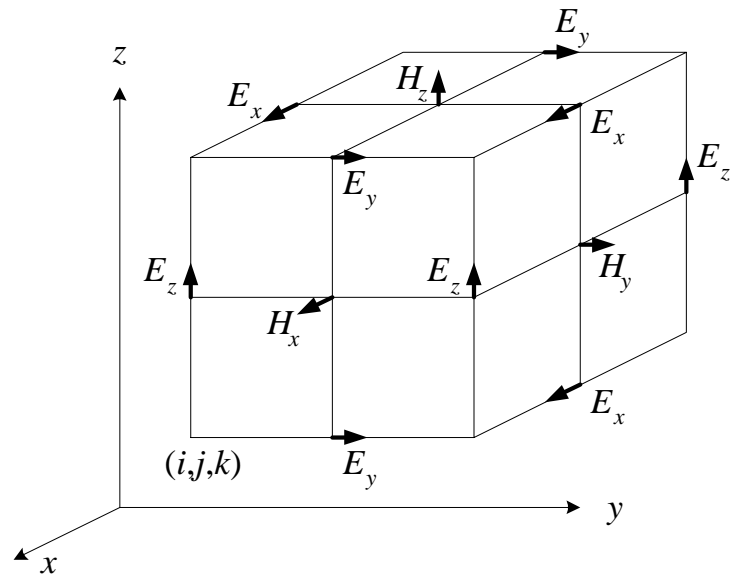
$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.16ค)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (3.16ง)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (3.16จ)$$

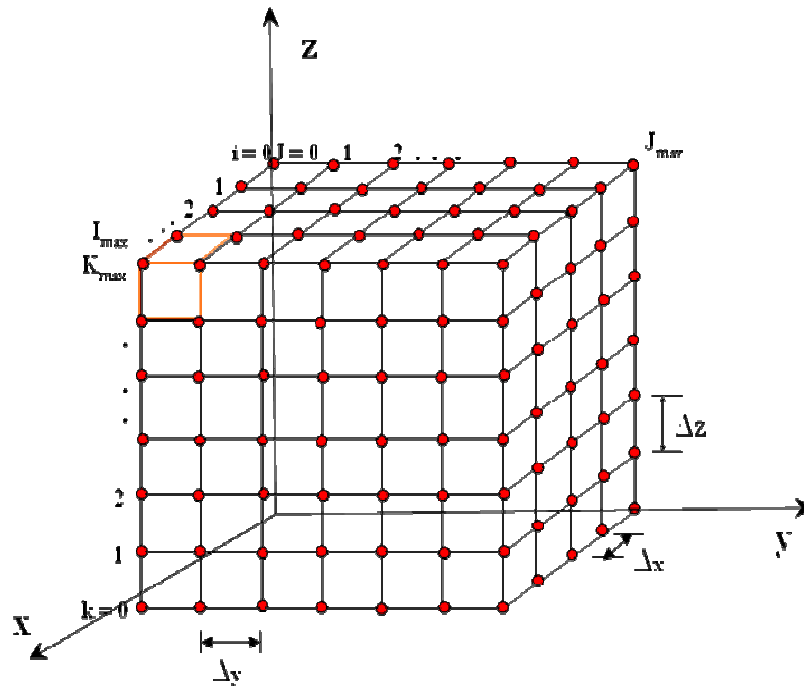
$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.16ฉ)$$





รูปที่ 3.3 โครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee

ระบบสมการอนุพันธ์ทั้งหกสมการในสมการ (3.16ก) ถึง (3.16ฉ) จะเป็นสมการพื้นฐานของวิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา โดย (K.S. Yee, 1966) ได้นำเสนอการใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางเพื่อประมาณหาคำตอบของระบบสมการ (3.16ก) ถึง (3.16ฉ) ไว้ในการที่จะใช้สูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางเพื่อหาคำตอบของนิพจน์  $f(x, y, z; t)$  โดยการแบ่งปริมาตรที่จะคำนวณหาสนามออกเป็นส่วนย่อย ๆ เรียกว่า กริดเซลล์หรือเซลล์ตาข่าย (grid cell) ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.4 การแบ่งปริมาตรที่จะคำนวณสนามเป็นเซลล์ตาข่าย

จากรูปที่ 3.4 สามารถแสดงความสัมพันธ์ที่ไม่ต่อเนื่อง (discrete) ระหว่างตำแหน่งและเวลาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} x &= i\Delta x & i &= 0, 1, 2, \dots, I_{\max} \\ y &= j\Delta y & j &= 0, 1, 2, \dots, J_{\max} \\ z &= k\Delta z & k &= 0, 1, 2, \dots, K_{\max} \\ t &= n\Delta t & n &= 0, 1, 2, \dots, N_{\max} \end{aligned}$$

ถ้าให้สัญลักษณ์ของนิพจน์ที่ไม่ต่อเนื่อง  $f(x, y, z; t)$  ที่จุดใด ๆ ของตาข่ายเป็น

$$f(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z; n\Delta t) = f_{i,j,k}^n \quad (3.17)$$

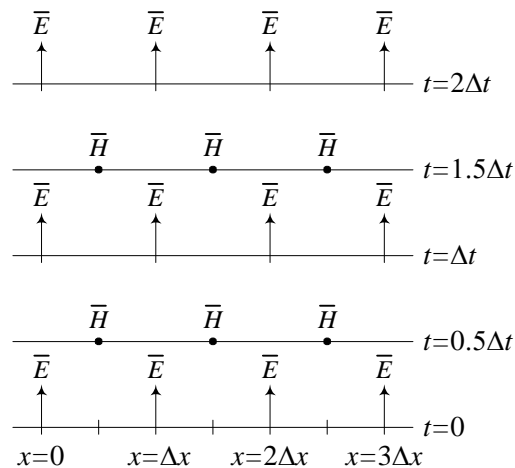
และใช้สัญลักษณ์นี้แทนในสูตรผลต่างสี่บ่งตรงกลางซึ่งสามารถพิสูจน์หาสูตรของอนุพันธ์ในเชิงตำแหน่งและเวลา ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial x} \approx \frac{f_{i+1/2,j,k}^n - f_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \quad (3.18ก)$$

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial y} \approx \frac{f_{i,j+1/2,k}^n - f_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \quad (3.18ข)$$

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial z} \approx \frac{f_{i,j,k+1/2}^n - f_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \quad (3.18ค)$$

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial t} \approx \frac{f_{i,j,k}^{n+1/2} - f_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (3.18ง)$$



รูปที่ 3.5 ช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee

จากอัลกอริทึมช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee (leapfrog algorithm) จะแสดงส่วนประกอบของ  $\bar{E}$  และ  $\bar{H}$  จะถูกคำนวณหาในทุกครั้งของช่วงเวลา ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นรูปแบบของอัลกอริทึมของ Yee จะสลับระหว่างสนามไฟฟ้า  $\bar{E}$  และสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  ด้วยระยะห่างของเวลา โดยที่การคำนวณของสนาม  $\bar{E}$  ทุกตำแหน่งแบบสามมิติแล้วเสร็จ จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำของการคำนวณด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อที่จะใช้ในการคำนวณสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  ในเวลาถัดไป และจากนั้นทุกส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  คำนวณจนแล้วเสร็จ จะใช้ผลในการคำนวณหาสนามไฟฟ้า  $\bar{E}$  ต่อไป ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะกระทำวนซ้ำกลับไปกลับมา

จนกระทั่งสิ้นสุดเงื่อนไขการคำนวณที่ได้กำหนดไว้ เมื่อตำแหน่งของส่วนประกอบสนามไฟฟ้า และแม่เหล็กบนเซลล์ตาข่าย ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบาย อัลกอริทึมของ Yee จากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า  $\bar{E}$  และสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  ถูกจัดวางไว้ ระหว่างกลางของกันและกันในสามมิติ ดังนั้นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า  $\bar{E}$  ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  จำนวน 4 ค่า และส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $\bar{H}$  ใด ๆ ก็จะถูกล้อมรอบด้วยสนามไฟฟ้า  $\bar{E}$  จำนวน 4 สนามเช่นเดียวกันซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการผลต่างสี่เนื่องเชิงเวลาของส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก  $H_x$  ได้ดังสมการ (3.19)

$$\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu(i, j, k)} \times \left( \begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \sigma^*(i, j, k) \cdot H_x^n(i, j, k) \end{array} \right) \quad (3.19)$$

ผลลัพธ์ของพจน์ขวามือถูกประมาณค่าด้วยการเฉลี่ยส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $H_x$  ที่จังหวะเวลา  $(n+1/2)$  และ  $(n-1/2)$  กล่าวคือ

$$H_x^n = \frac{H_x^{n+1/2} + H_x^{n-1/2}}{2} \quad (3.20)$$

เมื่อคูณทั้งสองด้านของสมการ (3.19) ด้วย  $\Delta t$  แล้วแทนลงในสมการ (3.20) เพื่อจัดพจน์ใหม่จะได้ความสัมพันธ์ที่เกิดต่อเนื่องกัน ดังต่อไปนี้ คือ

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k) = \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \times \left( \begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \sigma^*(i, j, k) \cdot \left( \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \right) \end{array} \right) \quad (3.21)$$

แยกพจน์  $H_x^{n+1/2}$  ออกและจัดสมการ (3.21) ใหม่จะได้

$$\left( 1 + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \cdot \frac{\sigma^*(i, j, k)}{2} \right) H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \left( 1 + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \cdot \frac{\sigma^*(i, j, k)}{2} \right) \times H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \left( \begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \end{array} \right) \quad (3.22)$$

หารสมการ (3.22) ด้วยค่า  $\left( \frac{1 + \sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)} \right)$  ทำให้ได้สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของ  $H_x^{n+1/2}(i, j, k)$  คือ

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) \left( \begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \end{array} \right) \quad (3.23ก)$$

ในทำนองเดียวกันกับ  $H_x$  จะหาความสัมพันธ์ที่เกิดต่อเนื่องกันของ  $H_y$  และ  $H_z$  จากสมการ (3.23ข) และ (3.23ค) ได้

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) \left( \frac{E_z^n(i+1/2, j, k) - E_z^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k+1/2) - E_x^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right) \quad (3.23ข)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) \left( \frac{E_x^n(i, j+1/2, k) - E_x^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i+1/2, j, k) - E_y^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right) \quad (3.23ค)$$

โดยใช้วิธีการเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น จะสามารถหาสมการผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาของ  $E_x$ ,  $E_y$  และ  $E_z$  ตามลำดับ ได้ดังนี้

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) E_x^n(i, j, k) \quad (3.23\text{ง})$$

$$+ \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) \left( \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) E_y^n(i, j, k) \quad (3.23\text{จ})$$

$$+ \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) \left( \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) E_z^n(i, j, k) \quad (3.23\text{ด})$$

$$+ \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \right) \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right)$$

มีสมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นมาตรฐานแสดงสมการการวนรอบซ้ำของวิธี FDTD สำหรับเกณฑ์การตัดสินเสถียรภาพของระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จะสลับกันอยู่ในหนึ่งหน่วยเซลล์และถูกคำนวณค่าในแต่ละครั้งช่วงเวลา เนื่องจากการคำนวณค่าผลเฉลยของสนามไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลานั้น ต้องมีการกำหนดขอบเขตที่ไม่ให้ค่าผลเฉลยของสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้น

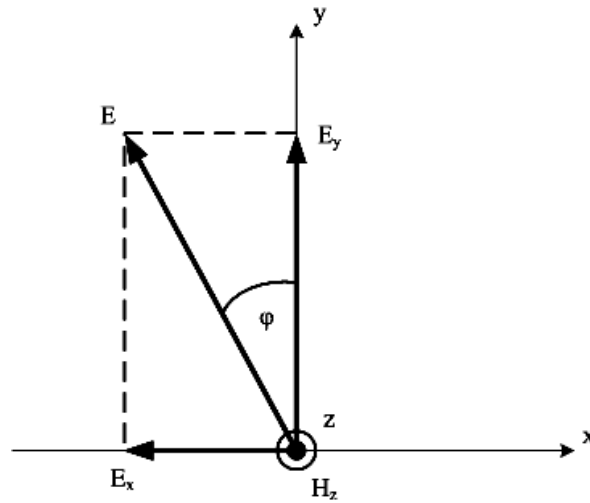
อย่างไร้ขีดจำกัดซึ่งขอบเขตของความสำคัญ คือ การกำหนดระยะห่างระหว่างพิกัดในแกน  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  และขั้นของเวลา  $\Delta t$  และ  $c$  เป็นค่าของความเร็วแสง ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกันของระนาบสามมิติได้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.24)$$

### 3.3 เงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

เมื่อนำวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาไปใช้นั้น จะต้องมีการพิจารณากำหนดขอบเขตในการจำลองคุณลักษณะของชิ้นงานตัวกลางต้องมีค่าที่แน่นอน แต่ในความจริงแล้วต้องมีส่วนเปิดหรือช่องทางที่จะให้คลื่นแผ่พลังงานออกไปสู่บริเวณกว้าง เมื่อเป็นเช่นนี้ในการจำลองให้ครอบคลุมได้ทั้งหมดคงเป็นไปได้ไม่ได้ แนวทางที่กระทำกันอยู่ คือ การสร้างขอบเขตการดูดกลืนเพื่อดูดกลืนคลื่นดังกล่าวนั้นไว้ หมายความว่าหากคลื่นเดินทางมาถึงบริเวณที่เป็นขอบเขตการดูดกลืนคลื่นจะทำให้คลื่นมีขนาดลดลงจนมีค่าน้อยมากก่อนที่จะเกิดการสะท้อนกลับเข้าไป ส่งผลต่อการคำนวณในทางตรงกันข้ามหากการจำลองไม่มีบริเวณขอบเขตดูดกลืนแล้วเปรียบเสมือนพื้นที่ในการคำนวณล้อมรอบด้วยผนังโลหะเท่านั้น เมื่อเป็นดังนี้จะทำให้คลื่นเกิดการสะท้อนกลับไปกลับมา เทคนิคการสร้างขอบเขตดูดกลืนนี้ได้มีผู้นำเสนอออกมาหลากหลายรูปแบบ (Taflov, 1995) และมีรูปแบบหนึ่งที่มีประสิทธิภาพและง่ายต่อการใช้งานเรียกว่า เงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer : PML) นำเสนอครั้งแรกโดย (J.O. Berenger, 1994) การกำหนดขอบเขตแบบ PML เริ่มจากการพิจารณาโครงสร้างแบบ 2 มิติในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric mode : TE mode) และแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic mode : TM mode) จากนั้นจึงพัฒนาไปสู่รูปแบบที่เป็น 3 มิติเพื่อนำไปใช้ต่อไป





รูปที่ 3.6 ส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML

ภายในตัวกลางชั้น PML ตามพิกัดฉากจะพิจารณาปัญหาที่ไม่มีส่วนประกอบของสนามตามแกน  $z$  เมื่อสนามไฟฟ้าตั้งอยู่บนระนาบ  $x, y$  ดังรูปที่ 3.6 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วนประกอบ คือ  $E_x, E_y$  และ  $H_z$  ทำให้สมการของแมกซ์เวลล์ที่นำมาใช้พิจารณาลดเหลือ 3 สมการดังต่อไปนี้

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (3.25ก)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (3.25ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.25ค)$$

เมื่อ  $\sigma_x$  และ  $\sigma_y$  คือ ความนำไฟฟ้าในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ตามลำดับที่  $\sigma_x^*$  และ  $\sigma_y^*$  คือ การสูญเสียแม่เหล็กในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ ดัชนี  $m$  แทนค่าตัวกลางเป็นเนื้อผสมเมื่อตัวแปร  $\sigma_m, \sigma_m^*$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\frac{\sigma_m}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} = \frac{\sigma_m^*}{\mu_0} \quad (3.26)$$

เมื่อ  $\sigma_m$ ,  $\sigma_m^*$  คือ ความนำทางไฟฟ้าและการสูญเสียแม่เหล็กตามลำดับ จากนั้นถ้ากำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นตัวกลางเนื้อผสม ที่มีการสูญเสียเท่ากับอิมพีแดนซ์ของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียและไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้น เมื่อคลื่นระนาบเดินทางตั้งฉากกับรอยต่อระหว่างอากาศและตัวกลางที่มีการสูญเสียนั้นแสดงดังสมการ (3.26) ซึ่งถ้าทำให้อิมพีแดนซ์ของตัวกลางเป็นเนื้อผสมมีค่าเท่ากับในอากาศอิสระ ดังนั้นสมการ (3.26) จะไม่มีการสะท้อนกลับเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบเดินทางตกกระทบตั้งฉากกับผิวหน้าตัวกลางอากาศอิสระ และนี่เป็นเทคนิคที่นำไปใช้ในการดูคลื่นคลื่นที่แพร่กระจายออกมา สำหรับการกำหนดให้เป็นตัวกลาง PML ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางนั้นหลักการสำคัญของนิยามนี้ คือ การแบ่งส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก  $H_z$  ถูกแยกออกเป็นสองส่วน คือ  $H_{zx}$  และ  $H_{zy}$  ดังนั้นในตัวกลาง PML จะมี 4 ส่วนประกอบของสนาม คือ  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $H_{zy}$  และ  $H_{zx}$  สนามทั้ง 4 ส่วนนี้เชื่อมโยงกันด้วยความสัมพันธ์

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (3.27ก)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = -\frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \quad (3.27ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.27ค)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (3.27ง)$$

เมื่อตัวแปร  $\sigma_x$ ,  $\sigma_x^*$ ,  $\sigma_y$  และ  $\sigma_y^*$  คือ ความนำทางไฟฟ้าและแม่เหล็กที่เอกพันธ์ (homogeneous) ในแกน  $x$  และแกน  $y$  ตามลำดับ จากสมการ (3.27) เมื่อพิจารณาประการแรกคือถ้า  $\sigma_x^* = \sigma_y^*$  สามารถรวมสมการ (3.27ค) และ (3.27ง) เข้าไว้ด้วยกันได้ทำให้ลดเหลือเพียง 3 สมการที่มีส่วนประกอบของ  $E_x$ ,  $E_y$  และ  $H_z = H_{zx} + H_{zy}$  อย่างไรก็ตามไม่ว่าในกรณีใด ตัวกลาง PML สามารถครอบคลุมกรณีต่าง ๆ ทั้งหมด ถ้า  $\sigma_x = \sigma_x^* = \sigma_y = \sigma_y^* = 0$  จะทำให้สมการ (3.27)

กลายเป็นสมการแมกซ์เวลล์ในอากาศอิสระ ถ้า  $\sigma_x = \sigma_y$  และ  $\sigma_x^* = \sigma_y^* = 0$  แล้วจะทำให้สมการ (3.27) กลายเป็นสมการของตัวกลางที่มีความนำ สุดท้ายถ้า  $\sigma_x = \sigma_y$  และ  $\sigma_x^* = \sigma_y^*$  จะทำให้สมการ (3.27) กลายเป็นสมการของตัวกลางดुकคลื่นดังสมการ (3.25) ข้อสังเกตประการที่สองคือ สามารถกำหนดเงื่อนไขก่อนที่จะมีการคำนวณดังนี้  $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$  ตัวกลาง PML จะสามารถดुकคลื่นคลื่นระนาบ  $(E_y, H_{zy})$  ที่เดินทางไปตามทิศ  $x$  แต่จะไม่ดुकคลื่นคลื่นระนาบ  $(E_x, H_{zx})$  ที่เดินทางไปตามทิศ  $y$  ทั้งนี้เนื่องจากกรณีของการดुकคลื่นจะเป็นไปตามกฎของสมการ (3.27ข) และ (3.27ค) สำหรับกรณีที่ไม่ดुकคลื่นทิศ  $x$  นั้นจะเป็นไปตามกฎของสมการ (3.27ก) และ (3.27ง) และรวมถึงคลื่นระนาบ  $(E_y, H_{zx})$  และ  $(E_x, H_{zy})$  เมื่อ  $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$  ส่วนกรณีของคุณสมบัติในตัวกลาง PML ที่  $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$  และ  $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$  จะแสดงความสัมพันธ์ที่สองตัวกลางอยู่ติดกันและถ้ามีค่าความนำเป็นไปดังสมการ (3.26) ทำให้ที่รอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับตัวกลางตั้งฉากซึ่งกันและกันพอดีทำให้ไม่เกิดการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเงื่อนไขของตัวกลาง PML ที่กล่าวมานี้เป็นพื้นฐานของเทคนิคแบบ PML

เมื่อพิจารณาระนาบคลื่นแสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งสนามไฟฟ้ามีขนาดสูงสุดเป็น  $E_0$  ทำมุม  $\varphi$  กับแกน  $y$  และส่วนประกอบ  $H_z$  ที่ถูกแยกออกเป็นสองส่วน คือ  $H_{zx}$  และ  $H_{zy}$  มีขนาดคือ  $H_{zx0}$  และ  $H_{zy0}$  ถ้าพิจารณาสนามที่เดินทางในแนวระนาบคลื่นกับเวลา  $e^{j\omega t}$  ผ่านตัวกลาง PML สมการทั้ง 4 สมการนี้เป็นส่วนประกอบของสนามสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_x = -E_0 \sin \varphi e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ก)$$

$$E_y = E_0 \cos \varphi e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ข)$$

$$H_{zx} = H_{zx0} e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ค)$$

$$H_{zy} = H_{zy0} e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ง)$$

ที่  $\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม (angular frequency) และ  $\alpha$  และ  $\beta$  คือ เลขคลื่นเชิงซ้อน (complex wave numbers) และเมื่อทราบค่าขนาดของสนามไฟฟ้า  $E_0$  สมการ (3.28) จะใช้ในการหาค่า  $\alpha, \beta, H_{zx0}$  และ  $H_{zy0}$  ได้โดยการแทนสมการ (3.28ก) ถึง (3.28ง) ไปที่สมการ (3.27ก) ถึง (3.27ง) สมการแมกซ์เวลล์ในตัวกลาง PML จะได้

$$\varepsilon_0 E_0 \sin \varphi - j \frac{\sigma_y}{\omega} E_0 \sin \varphi = \beta (H_{zx0} + H_{zy0}) \quad (3.29ก)$$

$$\varepsilon_0 E_0 \cos \varphi - j \frac{\sigma_x}{\omega} E_0 \cos \varphi = \alpha (H_{zx0} + H_{zy0}) \quad (3.29ข)$$

$$\mu_0 H_{zx0} - j \frac{\sigma_x^*}{\omega} H_{zx0} = \alpha E_0 \cos \varphi \quad (3.29ค)$$

$$\mu_0 H_{zy0} - j \frac{\sigma_y^*}{\omega} H_{zy0} = \beta E_0 \sin \varphi \quad (3.29ง)$$

ซึ่งจะได้ค่า  $H_{zx0}$  และ  $H_{zy0}$  จากสมการ (3.29ค) และ (3.29ง) เมื่อนำค่าทั้งสองไปแทนลงในสมการ (3.29ก) และ (3.29ข) ตามลำดับ จะได้

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega}\right) \sin \varphi = \beta \left( \frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right) \quad (3.30ก)$$

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega}\right) \cos \varphi = \alpha \left( \frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right) \quad (3.30ข)$$

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} \cdot \frac{1 - j\left(\frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega}\right)}{1 - j\left(\frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega}\right)} \quad (3.31)$$

ทั้งสองสมการข้างบนนี้จะสัมพันธ์กับจำนวนคลื่น (wave number) ที่ไม่ทราบค่า คือ  $\alpha$  และ  $\beta$  ซึ่งแสดงในรูปอัตราส่วนของสมการ (3.30ก) และ (3.30ข) ดังแสดงในสมการ (3.31) ซึ่งสามารถหาค่า  $\alpha^2$  ได้จากสมการ (3.31) และ (3.30ข) สามารถหาค่า  $\beta^2$  ได้จากสมการ (3.31) และ (3.30ก) ซึ่ง

ทั้งสองพจน์นี้จะให้ค่าที่เหมือนกันต่างกันที่เครื่องหมายที่แสดงถึง ทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นใน ทิศทางตรงกันข้ามในที่นี้เลือกเฉพาะพจน์ที่เป็นเครื่องหมายบวกจะได้

$$\alpha = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left( 1 - j \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega} \right) \cos \varphi \quad (3.32ก)$$

$$\beta = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left( 1 - j \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega} \right) \sin \varphi \quad (3.32ข)$$

$$G = \sqrt{\omega_x \cos^2 \varphi + \omega_y \sin^2 \varphi} \quad (3.33)$$

$$\omega_x = \frac{1 - j(\sigma_x / \varepsilon_0 \omega)}{1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega)} \quad (3.34ก)$$

$$\omega_y = \frac{1 - j(\sigma_y / \varepsilon_0 \omega)}{1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega)} \quad (3.34ข)$$

เมื่อกำหนดให้  $\psi$  เป็นส่วนประกอบของทุกสนามมีขนาดเป็น  $\psi_0$  และ  $c$  เป็นความเร็วแสงและ จากสมการ (3.28) และจากสมการ (3.32) ได้ดังนี้

$$\psi = \psi_0 e^{j\omega \left( t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{cG} \right)} e^{-\frac{\sigma_x \cos \varphi}{\varepsilon_0 cG} x} e^{-\frac{\sigma_y \sin \varphi}{\varepsilon_0 cG} y} \quad (3.35)$$

เหลือตัวแปรสองตัวสุดท้ายที่ไม่ทราบ คือ  $H_{zx0}$  และ  $H_{zy0}$  สามารถหาได้จากฟังก์ชันของ  $\alpha$  และ  $\beta$  จากสมการ (3.29ค) และ (3.29ง) แล้วใช้ค่าของ  $\alpha$  และ  $\beta$  จากสมการ (3.32) จะได้

$$H_{zx0} = E_0 \sqrt{\left( \frac{\varepsilon_0}{\mu_0} \right)} \frac{1}{G} \omega_x \cos^2 \varphi \quad (3.36ก)$$

$$H_{zy0} = E_0 \sqrt{\left(\frac{\epsilon_0}{\mu_0}\right)} \frac{1}{G} \omega_y \sin^2 \varphi \quad (3.36\text{ข})$$

จากนั้นจัดอยู่ในรูปของสมการ (3.33) จะได้ผลรวมของ  $H_{zx0}$  และ  $H_{zy0}$  คือ

$$H_{z0} = E_0 \sqrt{\left(\frac{\epsilon_0}{\mu_0}\right)} G \quad (3.37)$$

และอัตราส่วนระหว่างขนาดสนามไฟฟ้าต่อขนาดสนามแม่เหล็กแทนด้วยสมการ (3.38) ซึ่งบอกถึงอิมพีแดนซ์ ( $Z$ ) ส่วนสมการ (3.35) และ (3.38) จะมีบทบาทเมื่อ  $(\sigma_x, \sigma_x^*)$  และ  $(\sigma_y, \sigma_y^*)$  เป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (3.26)

$$Z = \sqrt{\left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)} \frac{1}{G} \quad (3.38)$$

ดังนั้นค่าของ  $\omega_x$ ,  $\omega_y$  และ  $G$  จะกลายเป็นหนึ่งในทุกความถี่และจะทำให้สมการของส่วนประกอบคลื่นในสมการ (3.35) และอิมพีแดนซ์สมการ (3.38) ลดรูปลงเหลือ คือ

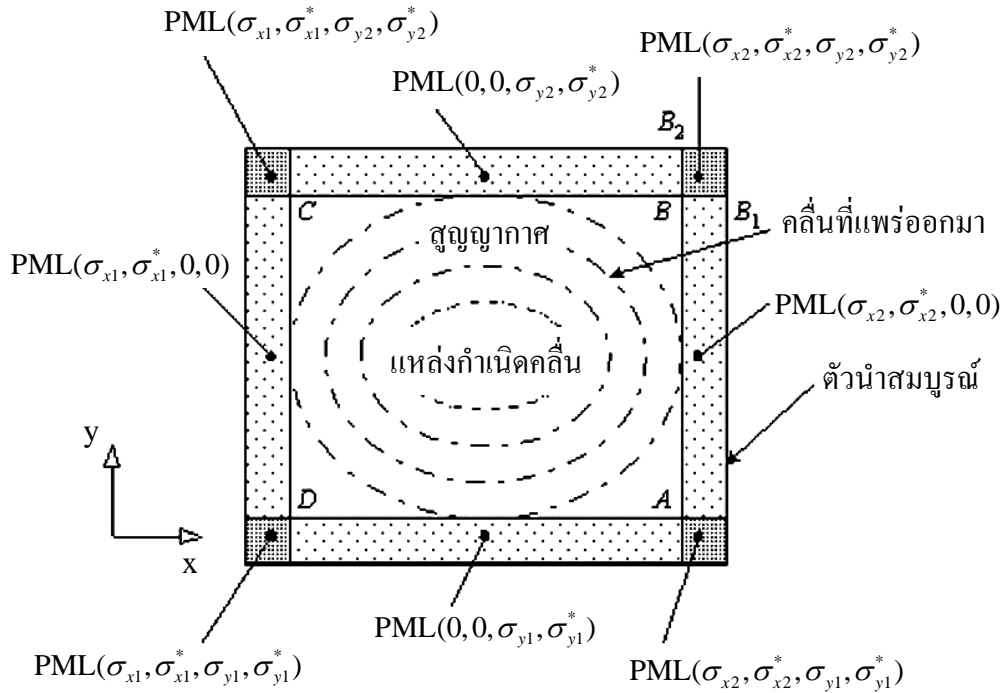
$$\psi = \psi_0 e^{j\omega \left( t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{c} \right)} e^{-\frac{\sigma_x \cos \varphi + y \sin \varphi}{\epsilon_0 c} x} e^{-\left( \frac{\sigma_y \sin \varphi}{c} \right) y} \quad (3.39)$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (3.40)$$

ค่าเอกซ์โพเนนเชียลพจน์แรกของสมการ (3.39) บอกให้ทราบว่าเฟสของคลื่นเดินทางตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าด้วยความเร็วแสง  $c$  และเอกซ์โพเนนเชียลสองพจน์หลังนั้นเป็นกฎขนาดของคลื่นที่ลดลงอย่างต่อเนื่องแบบเอกซ์โพเนนเชียลตลอด  $x$  และ  $y$  สมการ (3.40) บอกให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ของตัวกลางมีค่าเท่ากับในอากาศอิสระการแมตซ์อิมพีแดนซ์ตามเงื่อนไขสมการ (3.26) จะเป็นไปตามเงื่อนไขการแมตซ์สำหรับตัวกลาง PML ด้วยและความแตกต่างอยู่ที่

ในกรณีของตัวกลาง PML ทั้งสองความนำ  $(\sigma_x, \sigma_x^*)$  และ  $(\sigma_y, \sigma_y^*)$  จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (3.26) เมื่อเป็นเช่นนี้แล้วยังมีสิ่งที่จะต้องพิจารณาอีกก็คือ สมการ (3.35) และ (3.39) ในกรณีทั่ว ๆ ไปของสมการ (3.35) ถ้าการเดินทางของคลื่นไปตามทิศ  $y$  จะทำให้  $\cos \varphi = 0$  และถ้าประกอบกับ  $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$  แล้วจะไม่มีการดูดกลืนคลื่นเกิดขึ้น ซึ่งจะสอดคล้องกับการพิจารณาที่สองที่จะเกิดขึ้นกับ PML ในสมการที่ (3.27) ส่วนกรณีของการแมตซ์ตัวกลางในสมการ (3.39) ถ้า  $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$  แล้ว ค่าเอกซ์โพเนนเชียลของสมการ (3.39) จะเท่ากับ 1 และการดูดกลืนคลื่นจะเป็นฟังก์ชันในฟังก์ชันของแกน  $x$  เท่านั้น

ลักษณะเทคนิค PML แสดงดังรูปที่ 3.6 ที่สมการของแมกซ์เวลล์ถูกแก้ด้วยวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยมีแหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ตรงกลาง ล้อมรอบด้วยตัวกลางแบบ PML เพื่อให้ไม่ให้คลื่นผ่านได้ โดยที่ชั้นนอกสุดเป็นชั้นของตัวนำสมบูรณ์ (perfectly conductor) และที่ด้านซ้ายและด้านขวาเป็นการจำลองเพื่อคำนวณชั้นการดูดกลืนที่แมตซ์ด้วยตัวกลาง PML ที่ความนำเป็น  $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$  ดังนั้นที่รอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับชั้นดูดกลืน  $AB$  และ  $CD$  ที่ตั้งฉากกับแกน  $x$  ปัจจัยสะท้อนกลับตามทฤษฎีจะมีค่าเป็นศูนย์ คลื่นที่แพร่ออกมาสามารถเดินทางโดยปราศจากการสะท้อนผ่านรอยต่อ  $AB$  และ  $CD$  ในทำนองเดียวกันตัวกลางที่แมตซ์แบบ PML ที่ความนำเป็น  $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$  หรือการใช้ขอบด้านบนและด้านล่างสำหรับการคำนวณคลื่นที่แพร่กระจายออกมาสามารถเดินทางโดยไม่มีการสะท้อนผ่านรอยต่อ  $BC$  และ  $DA$  ที่ตั้งฉากกับแกน  $y$  สำหรับมุมทั้งสี่ของชั้นการดูดกลืนที่เป็นตัวกลาง PML ได้ความนำเป็น  $(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*)$  ซึ่งจะเป็นเหมือนกับชั้นตัวกลางแบบ  $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$  และ  $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$  รวมกันนั้น คือ เป็นไปตามทฤษฎีและไม่มีการสะท้อนกลับที่รอยต่อระหว่างด้านข้างและมุมของชั้นตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.7 คือ คลื่นสามารถเดินทางได้โดยไม่มีการสะท้อนกลับผ่านรอยต่อ  $BB_1$  และ  $BB_2$



รูปที่ 3.7 เทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

เมื่อพิจารณาในทางปฏิบัติของชั้น PML คือ ความเร็วในการเดินทางของคลื่นนั้นจะเท่ากับความเร็วแสงตลอดการคำนวณและจะเป็นไปตามกฎของ Snell-Descartes (Berenger, 1994) ที่ทุกรอยต่อเพราะฉะนั้นเมื่อคลื่นเดินทางจากตัวกลางหนึ่งไปสู่อีกตัวกลางหนึ่งผ่านรอยต่อ จึงทำให้รูปร่างของคลื่นยังคงเหมือนเดิม และในชั้นการดูดกลืนนั้นขนาดของคลื่นจะเป็นไปตามสมการเอกซ์โพเนนเชียล ดังสมการ (3.39) ในชั้นด้านข้างที่ตัวกลางเป็น  $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$  หรือ  $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$  จะมีปัจจัยหนึ่งที่เท่ากับ 1 ดังนั้นที่ระยะห่าง  $\rho$  จากรอยต่อ ขนาดของคลื่นระนาบที่แพร่กระจายออกมาสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\psi(\rho) = \psi(0) \exp\left[-\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right) \rho\right] \quad (3.41)$$

เมื่อ  $\theta$  คือ มุมตกกระทบที่กำหนดให้ทำมุมกับระนาบรอยต่อและ  $\sigma$  คือ  $\sigma_x$  หรือ  $\sigma_y$  ใดๆอย่างหนึ่งหลังจากผ่านชั้นของ PML แล้ว คลื่นจะถูกทำให้สะท้อนด้วยชั้นของเงื่อนไขตัวนำสมบูรณ์ซึ่งจะเป็นชั้นสุดท้ายของตัวกลางแบบ PML จากนั้นคลื่นจะผ่านรอยต่อเป็นครั้งที่สอง



กลับเข้าไปในอากาศอิสระอีกครั้ง ดังนั้นสำหรับชั้นที่มีความหนา  $\delta$  ปัจจัยสะท้อนกลับ  $R(\theta)$  ที่เกิดขึ้นสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$R(\theta) = \exp\left[-2\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right)\delta\right] \quad (3.42)$$

จากสมการ (3.42) เมื่อคลื่นตกกระทบมีค่ามุม  $\theta \approx \pi/2$  จะทำให้  $R$  เท่ากับ 1 และ  $\sigma$  ทุกตัวเท่ากับ 1 ด้วย ซึ่งทำให้ลดความยุ่งยากในการคำนวณและจากสมการ (3.42) ผลของการสะท้อนกลับเป็นฟังก์ชันของผลคูณของ  $\sigma\delta$  ดังนั้นสำหรับชั้นการสูญเสียที่ได้ ซึ่งตามทฤษฎีแล้วความหนา  $\delta$  ของชั้นสามารถทำให้บางลงได้ตามต้องการซึ่งในระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้วหมายถึงหนึ่งเซลล์ เป็นความแปรผันของความนำได้สร้างการสะท้อนกลับการคำนวณเชิงเลข โดยที่ค่าความนำมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จากศูนย์และจากรอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับชั้นตัวกลาง PML ไปจนถึงขอบนอกสุดของชั้น PML ซึ่งมีค่าความนำเป็น  $\sigma_m$  สำหรับค่าความนำเป็น  $\sigma(\rho)$  ทำให้ปัจจัยการสะท้อนกลับเป็น

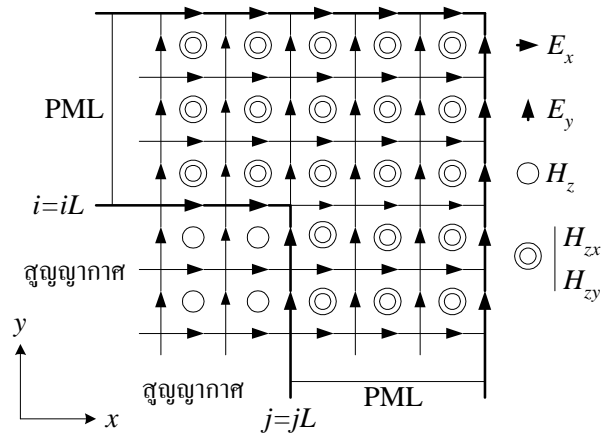
$$R(\theta) = \exp\left[-2\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right)\int_0^\delta \sigma(\rho)d\rho\right] \quad (3.43)$$

ค่าความนำมีค่าเป็น

$$\sigma(\rho) = \sigma_m \left(\frac{\rho}{\sigma}\right)^n \quad (3.44)$$

ด้วยการแทนสมการ (3.44) ลงในสมการ (3.43) ปัจจัยสะท้อนกลับที่ได้จะกลายเป็น

$$R(\theta) = \exp\left[-\left(\frac{2}{n+1}\right)\left(\frac{\sigma_m \delta}{\varepsilon_0 C}\right)\cos \theta\right] \quad (3.45)$$



รูปที่ 3.8 มุมบนขวาของกริดเซลล์ในระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในตัวกลาง PML

เมื่อพิจารณามุมบนด้านขวาแสดงดังรูปที่ 3.8 ในตัวกลางที่เป็นชั้นแบบ PML สมการจะถูกแยกส่วนประกอบตั้งสมการ (3.27) ส่วนด้านในที่เป็นอากาศและแหล่งกำเนิด สมการ (3.27) ที่ถูกแยกส่วนประกอบยังถูกพิจารณาเช่นเดิม อย่างไรก็ตามการเก็บค่าในหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ให้มีประสิทธิภาพนั้น จะต้องให้สมการของแมกซ์เวลล์เก็บสนามไว้เพียงสามส่วนประกอบ แทนที่จะเป็น 4 ส่วนประกอบดังแสดงในสมการที่ (3.27) สำหรับภายในตัวกลางที่  $i < iL$  และ  $j < jL$  ดังในรูปที่ 3.8 ปกติแล้วสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาจะถูกแบ่งตามสมการของแมกซ์เวลล์ สำหรับในตัวกลางของ PML สองส่วนประกอบย่อยของสนามแม่เหล็กจะถูกคำนวณที่จุดเดียวกันแล้วแทนไว้ในส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $H_z$  ค่าเดียว การแบ่งส่วนประกอบตั้งในสมการ (3.27) จะถูกดำเนินการต่อไปและตามรูปแบบของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ผลของสมการ (3.27ข) และ (3.27ค) จะเป็นดังสมการต่อไปนี้ในทุกชั้น ยกเว้นที่รอยต่อของ  $E_y$

$$E_y^{n+1}(i, j+1/2) = e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}} E_y^n(i, j+1/2) - \frac{(1 - e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \left[ \begin{aligned} &H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2) + H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2) \\ &H_{zx}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2) + H_{zy}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2) \end{aligned} \right] \quad (3.46)$$

$$H_{zx}^{n+1}(i+1/2, j+1/2) = e^{-\frac{\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t}{\mu_0}} H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1/2) - \frac{(1-e^{-\frac{\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t}{\mu_0}})}{\sigma_x(i)\Delta x} [E_y^n(i+1, j+1/2) - E_y^n(i, j+1/2)] \quad (3.47)$$

เมื่อ  $\sigma_x$  และ  $\sigma_x^*$  คือ ฟังก์ชันของ  $x(i)$  ทางด้านซ้าย ด้านขวาและมุมของชั้น โดยทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์ ที่ชั้นด้านบนและด้านล่างสำหรับในส่วนประกอบของ  $E_y$  ที่อยู่บนรอยต่อสนามแม่เหล็กจะประกอบด้วย หนึ่งส่วนประกอบ  $H_z$  ด้านหนึ่งและอีกสองส่วนประกอบ  $H_{zx}$  และ  $H_{zy}$  อีกด้านที่เหลือ ดังนั้นจาก สมการ (3.45) รอยต่อด้านขวาที่ตั้งฉากกับแกน  $x$  จะเปลี่ยนเป็น

$$E_y^{n+1}(i, j+1/2) = e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}} E_y^n(i, j+1/2) - \frac{(1-e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1/2) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1/2) \\ -H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-1/2, j+1/2) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

สำหรับปัญหาในกรณี TM สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดเหลือ 3 ส่วนประกอบ คือ  $E_z, H_x, H_y$  ในตัวกลางแบบ PML ส่วนประกอบของสนามที่จะถูกแยกออกเป็นส่วนประกอบย่อยคือ สนามไฟฟ้า  $E_z$  สมการตัวกลาง PML สำหรับแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางเป็นดังนี้

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.49ก)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.49ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y^* H_x = -\frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (3.49ก)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x^* H_y = \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (3.49ง)$$

วิธีการคำนวณแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง มีลักษณะเช่นเดียวกันกับกรณีของแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางซึ่งมีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น สิ่งที่แตกต่างกันที่ต้องพิจารณา คือ ในสมการ (3.32) และ (3.34) เปลี่ยนจาก  $\epsilon_0$  ไปเป็น  $\mu_0$  และจาก  $\sigma^*$  เปลี่ยนเป็น  $\sigma$  ในสมการ (3.38) โดย  $1/G$  ให้เปลี่ยนเป็น  $G$  นอกจากนั้นจะมีลักษณะเช่นเดียวกับแบบแผนคลื่นไฟฟ้าตามขวาง และจากสมการเหล่านี้เป็นการพิจารณาการวิเคราะห์ในเชิง 2 มิติตามเงื่อนไขขอบเขตคูลอมบ์แบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ อย่างไรก็ตาม ไรก็ตามในทำนองเดียวกันนี้สามารถนำไปประยุกต์เป็น 3 มิติ ได้จากส่วนประกอบของสนามในพิภคฉากทั้ง 6 สร้างเป็นสมการแบบ PML เซึ่งสมการของแมกซ์เวลล์ได้ 12 สมการได้แสดงไว้แล้วในภาคผนวก ก

### 3.4 การจำลองการป้อนและการกระตุ้นด้วยพัลส์

#### 3.4.1 แบบจำลองการป้อน

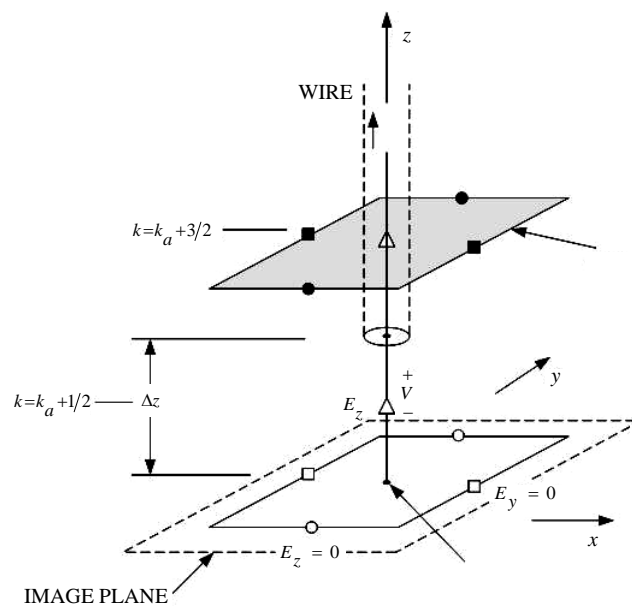
วิธีการจำลองการป้อนสายอากาศเพื่อหาการตอบสนองชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าของสายอากาศที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกการจำลองด้วยวิธีการแบบช่องว่างเคลด้า (delta gap) ซึ่งง่ายต่อการคำนวณตำแหน่งการกระตุ้นด้วยพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.9 ซึ่งเป็นมุมมองแบบสองมิติ จำลองจากเส้นลวดทรงกระบอกรัศมี  $r_0$  และแสดงตำแหน่งการกระตุ้นด้วยพัลส์ จะกระทำเพียงจุดเดียว ณ ตำแหน่งช่องว่าง (gap) ที่ฐานของสายอากาศตัวส่งที่จำลองเป็นแบบช่องว่างเคลด้าจะ ด้ความสัมพันธ์ของสนามกับแรงดันไฟฟ้าเป็น

$$E_z \Big|_{i_a, j_a, k_a - 1/2}^n = -\frac{V(n\Delta t)}{\Delta z} \quad (3.50)$$

จากรูปที่ 3.9 สามารถแสดงกระแสที่อยู่บนโพรบ ณ ตำแหน่งจุดป้อนโดยการใชักฎของแอมแปร์กับพื้นผิว  $S$  ที่มีเส้นแรงแรงรูปวงขอบเขต  $C$  ซึ่งมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่โพรบที่ตำแหน่ง  $(i_a, j_a, k_a + 3/2)$  คือ

$$\oint_C \bar{H} \cdot d\bar{l} = \iint_S \bar{J} \cdot d\bar{s} + \epsilon_0 \iint_S \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \cdot d\bar{s} \quad (3.51)$$

$$I \Big|^{n+1/2} = \Delta y \left( H_y \Big|_{i_a+1/2, j_a, k_a+3/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i_a-1/2, j_a, k_a+3/2}^{n+1/2} \right) - \Delta x \left( H_x \Big|_{i_a, j_a+1/2, k_a+3/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i_a, j_a-1/2, k_a+3/2}^{n+1/2} \right) \quad (3.52)$$



รูปที่ 3.9 รูปแบบการจำลองสายอากาศแบบช่องว่างเคลดต้า

### 3.4.2 การกระตุ้นด้วยพัลส์

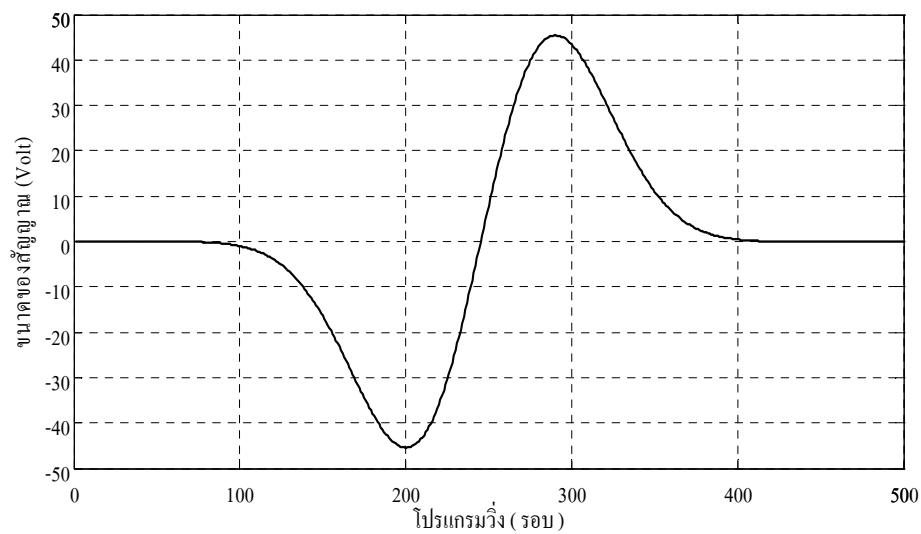
การจำลองปัญหาด้วยระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา มีการพิจารณาถึงแหล่งจ่าย (source) ที่เป็นการกระตุ้นด้วยพัลส์ ประกอบกับการพิจารณาถึงโครงสร้างและรูปทรงของปัญหาที่พิจารณาตลอดจนตำแหน่งการวางสายอากาศที่เหมาะสมด้วยจึงจะได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้อง เช่นสายอากาศในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีรูปทรงของปัญหามีลักษณะเป็นแผ่นระนาบบาง และเป็นการกระตุ้นด้วยพัลส์จะกระทำที่แกนแนวแกนของการป้อนสายอากาศเหนือระนาบเงาเพียงจุดเดียว การกระตุ้นด้วยพัลส์แบบเกาส์ (gaussian pulse) ซึ่งมีค่าแรงดันอยู่ช่วงสั้น ๆ ในระหว่างเวลาการคำนวณพอพ้นจากช่วงเวลานี้ไปแล้วแรงดัน จะมีค่าเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 3.10 โดยมีสมการพัลส์แบบเกาส์ คือ

$$f(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{pw^2}} \quad (3.53)$$

สมการที่ใช้ในการจำลอง คือ

$$V_{in} = V_0 \exp[-\alpha(\tau - \beta t^2)] \quad (3.54)$$

เมื่อ  $V_0$  คือ ขนาดของแรงดันสูงสุด  $\tau$  คือ ค่าคุณสมบัติของเวลา และตัวแปรที่ต้องมีการกำหนดค่าคงที่ คือ  $\alpha, \beta$  และ  $\Delta t$  ตามลำดับ หรือในรูปแบบของพัลส์เลือกแบบเรย์ลี (rayleigh pulse) ดังแสดงในรูป 3.10 สมการที่ใช้ในการจำลอง คือ ทำให้มีค่าแรงดันไฟตรงเพื่อใช้ปรับความกว้างของพัลส์ และสมการพัลส์แบบเรย์ลี

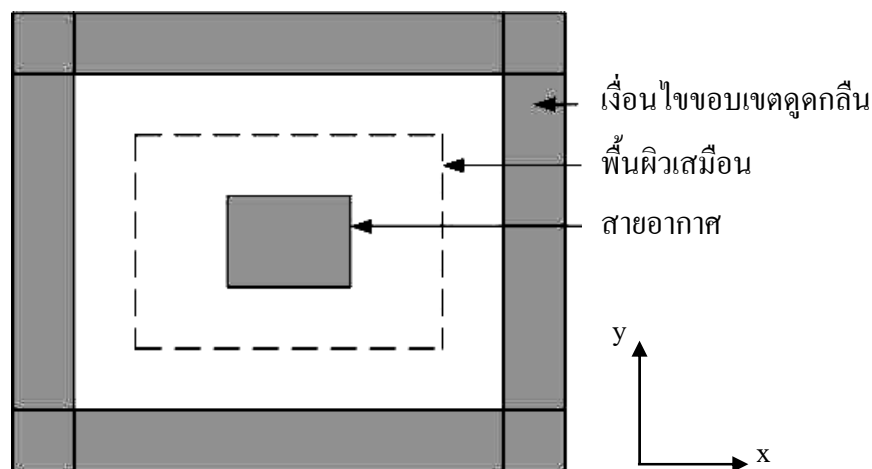


รูปที่ 3.10 รูปแบบพัลส์แบบเรย์ลีที่ใช้ในการกระตุ้น

$$f(t) = -2 \frac{(t-t_0)}{T^2} A e^{-(t-t_0)^2/T^2} \quad (3.55)$$

### 3.5 การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลมาตรฐานสองวิธี คือ การแปลงสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลใน โดเมนความถี่ (Frequency-Domain Near-Field to Far-Field Transformation : FD-NFFF) มีประโยชน์สำหรับการหาแบบรูปการแผ่พลังงานความถี่เดียวและแบบรูปการแผ่พลังงานที่แปรผันตามเวลาสามารถหาได้จากวิธีที่เรียกว่า การแปลงสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลใน โดเมนเวลา (Time-Domain Near-Field to Far-Field Transformation : TD-NFFF) อย่างไรก็ตามทั้งสองวิธีนี้เป็นไปตามหลักการพื้นฐานเดียวกันที่ใช้ในการแปลงสนามเพื่อให้ได้สนามระยะไกล ในรูปที่ 3.11 แสดงรูปทรงของปัญหาในการแปลงสนามให้เป็นสนามระยะไกล จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศถูกปิดล้อมด้วยพื้นผิวเสมือน (พื้นผิวแปลงสนาม) และเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนคลื่น พื้นผิวเสมือนอยู่ระหว่างสายอากาศ และเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนคลื่น ซึ่งจะปิดล้อมโครงสร้างสายอากาศทั้งหมด การแปลงสนามจะทำบนพื้นผิวเสมือนนี้ โดยแปลงข้อมูลสนามระยะใกล้บนพื้นผิวเสมือนเพื่อให้ได้สนามระยะไกล รูปที่ 3.12 แสดงหลักการแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน ซึ่งเป็นเวกเตอร์ที่มีทิศทางชี้จากจุดกำเนิดไปยังตำแหน่งต้นกำเนิดของสนามระยะใกล้ (ตำแหน่งบนพื้นผิวเสมือน) ที่มีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยมีทิศทางตั้งฉากกับพื้นผิวเสมือน  $\hat{a}_n$  และ  $\vec{r}$  เป็นเวกเตอร์ที่ชี้จากจุดกำเนิดไปยังตำแหน่งที่ต้องการหาสนามในระยะไกล  $(r, \theta, \phi)$  มีระยะทาง  $r$  ระยะทางระหว่างต้นกำเนิดไปยังตำแหน่งของสนามในระยะไกลจะเป็น  $|\vec{r} - \vec{r}'|/c$  เมื่อ  $c$  เป็นความเร็วแสง ในการแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือนไปยังตำแหน่งที่หาสนามระยะไกล จะทำการอินทิเกรตรวมสนามระยะใกล้ทั้งหมดที่อยู่บนพื้นผิวเสมือนทำให้ทราบค่าของสนามระยะไกลได้



รูปที่ 3.11 รูปทรงของปัญหาในการแปลงสนาม

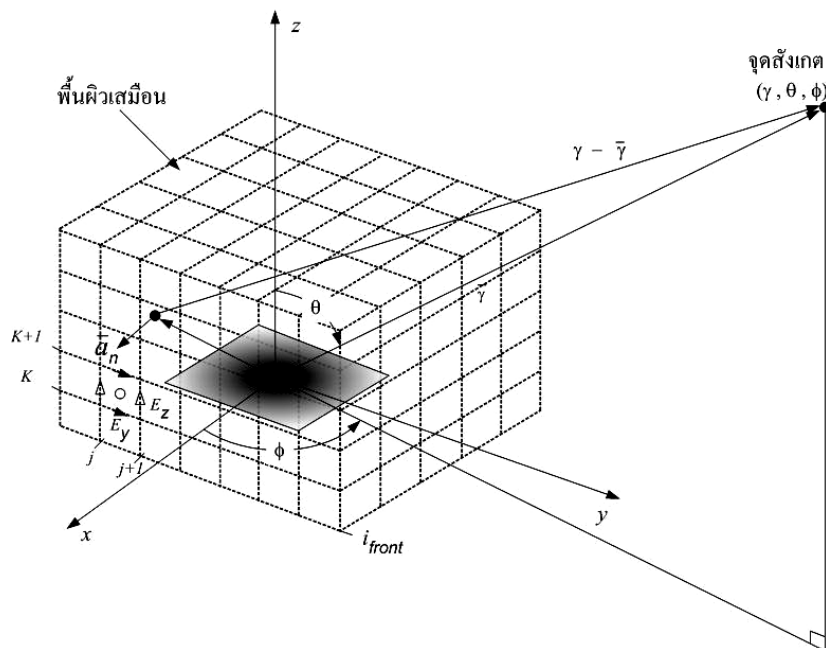
### 3.5.1 การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลในโดเมนความถี่ (FD-NFFF)

การแปลงจากสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลจะทำในโดเมนความถี่โดยอาศัยหลักการฮอยเกน (Huygen's principle) (Taflove, 1998) ดังนี้

$$\bar{E}^r(\bar{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} \iint \left\{ \hat{a}_r \times \hat{a}_r \times [\hat{a}_n \times \bar{H}(\bar{r}', \omega)] - \frac{1}{\eta_0} \hat{a}_r \times [\hat{a}_n \times \bar{E}(\bar{r}', \omega)] \right\} \times \exp(-j\omega t_{delay}) dS' \quad (3.61)$$

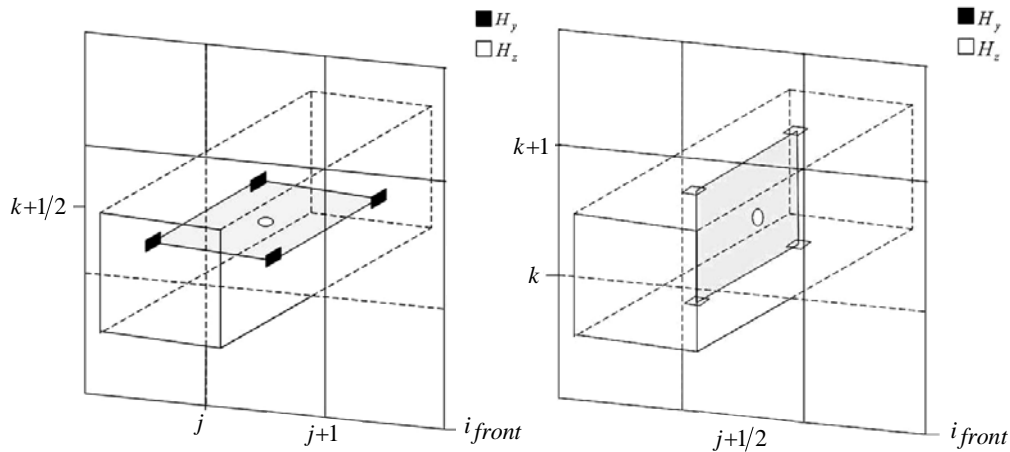
เมื่อ  $t_{delay}$  คือ เวลาหน่วง มีค่าเท่ากับ

$$t_{delay} = \frac{r - \hat{a}_r \cdot \bar{r}'}{c} \quad (3.62)$$



รูปที่ 3.12 การแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน





รูปที่ 3.13 ค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็กที่คิดจากค่าที่อยู่ข้างเคียงทั้งสี่ค่า

ค่าการประมาณการอินทิเกรตเชิงผิวในสมการ (3.61) สามารถหาได้โดยรวมสนามที่ศูนย์กลางของสายอากาศจะเห็นว่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสมการ (3.61) จะคูณแบบไขว้กับเวกเตอร์หนึ่งหน่วย  $\vec{a}_n$  เพื่อคิดเฉพาะส่วนของสนามที่สัมผัสกับพื้นผิวเสมือนในการแปลงสนามเป็นผลให้ต้องคำนวณส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่สัมผัสผิวที่ศูนย์กลางโดยเฉลี่ยส่วนประกอบที่อยู่ใกล้ที่สุด ในการพิจารณาผิวของสายอากาศแบบแพทช์บนด้านหน้าที่แสดงด้วยวงกลมดังแสดงดังรูปที่ 3.12 จะเห็นว่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ศูนย์กลางของแพทช์  $(i_{front}, j, k)$  หาได้จากการเฉลี่ยค่าของสนามที่อยู่ข้างเคียงดังสมการ (3.63) และ (3.64) นอกจากนี้มีส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่ศูนย์กลางของแพทช์ โดยเฉลี่ยสนามแม่เหล็กที่อยู่ด้านข้างทั้งสี่ค่าพิจารณาจากรูปที่ 3.13 ได้ดังนี้

$$E_y \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1} = 0.5 \times \left( E_y \Big|_{i_{front}, j+1/2, k}^{n+1} + E_y \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1}^{n+1} \right) \quad (3.63)$$

$$E_z \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1} = 0.5 \times \left( E_z \Big|_{i_{front}, j, k+1/2}^{n+1} + E_z \Big|_{i_{front}, j+1, k+1/2}^{n+1} \right) \quad (3.64)$$

$$H_y \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} = 0.25 \times \left( \begin{aligned} & H_y \Big|_{i_{front+1/2}, j+1, k+1/2}^{n+1/2} + H_y \Big|_{i_{front+1/2}, j, k+1/2}^{n+1/2} \\ & + H_y \Big|_{i_{front-1/2}, j+1, k+1/2}^{n+1/2} + H_y \Big|_{i_{front-1/2}, j, k+1/2}^{n+1/2} \end{aligned} \right) \quad (3.65)$$

$$H_z \Big|_{i_{front,j+1/2,k+1/2}}^{n+1/2} = 0.25 \times \left( \begin{array}{l} H_z \Big|_{i_{front+1/2,j+1/2,k+1}}^{n+1/2} + H_z \Big|_{i_{front+1/2,j+1/2,k}}^{n+1/2} \\ + H_z \Big|_{i_{front-1/2,j+1/2,k+1}}^{n+1/2} + H_z \Big|_{i_{front-1/2,j+1/2,k}}^{n+1/2} \end{array} \right) \quad (3.66)$$

เนื่องจากผลการคูณแบบไขว้ของ  $(\hat{a}_n \times \bar{H})$  และ  $(\hat{a}_n \times \bar{E})$  อยู่ในระนาบพิกัดฉาก ดังนั้นจึงต้องแปลงจากพิกัดฉากไปยังพิกัดทรงกลมเสียก่อน ซึ่งทำได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi & \cos \theta \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \sin \phi & \sin \theta \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

เมื่อพิจารณาเวกเตอร์หนึ่งหน่วยมีทิศทางตั้งฉากออกจากผิวด้านหน้า คือ  $\hat{a}_n = \hat{a}_x$  ผลลัพธ์ของการคูณแบบไขว้ในสมการ (3.61) จะเป็น

$$\hat{a}_r \times \hat{a}_r \times (\hat{a}_n \times \bar{H}) = -(H_x \sin \theta + H_z \cos \theta \cos \phi) \hat{a}_\theta + (H_z \sin \phi) \hat{a}_\phi \quad (3.68)$$

$$\hat{a}_r \times (\hat{a}_n \times \bar{E}) = -(E_z \sin \phi) \hat{a}_\theta + (E_x \sin \theta + E_z \cos \theta \cos \phi) \hat{a}_\phi \quad (3.69)$$

จากสมการ (3.68) จะสังเกตว่าสนามระยะไกลมีเฉพาะส่วนประกอบในทิศทาง  $\hat{a}_\theta$  และ  $\hat{a}_\phi$  เท่านั้น ดังนั้นสนามที่เกิดจากผิวด้านหน้าจึงมีเฉพาะสมการดังต่อไปนี้

$$E_\theta^r(\bar{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0\Delta y\Delta z}{4\pi r} \sum_{front\ face} \left( H_y \sin \theta + H_z \cos \theta \sin \phi - \frac{E_z \cos \phi}{\eta_0} \right) \times \exp(-j\omega t_{delay}) \quad (3.70ก)$$

$$E_\phi^r(\bar{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0\Delta y\Delta z}{4\pi r} \sum_{front\ face} \left( H_z \cos \phi + \frac{E_y \sin \theta}{\eta_0} + \frac{E_z \cos \theta \sin \phi}{\eta_0} \right) \times \exp(-j\omega t_{delay}) \quad (3.70ข)$$

เมื่อ  $t_{delay}$  มีค่าเปลี่ยนไปในแพทช์หนึ่ง ๆ สนามที่เกิดจากผิวด้านอื่นอีก 5 ด้านที่มีลักษณะคล้ายกัน เนื่องจากส่วนประกอบของสนามอยู่ในโดเมนความถี่ ดังนั้นจึงใช้การแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ในการแปลงสนามส่วนต่าง ๆ ในโดเมนเวลาไปยังโดเมนความถี่ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$U(\bar{r}, \omega) = \sum_{n=1}^N U|_r^n \exp(-j\omega n \Delta t) \quad (3.71)$$

เมื่อ  $U$  คือ ฟังก์ชันสำหรับแสดงส่วนประกอบใด ๆ ของสนาม  $N$  เป็นจำนวนจังหวะเวลาที่มากที่สุดก่อนที่จะทำสมการ (3.57) จะต้องทำกระบวนการอื่น ๆ ก่อน ได้แก่ การบันทึกส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสแพทช์ทุก ๆ ด้านที่ทุก ๆ เวลา การที่ต้องบันทึกส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสผิวด้านทุกด้านของแพทช์ทั้งหมดก่อนหน้านี้นี้จะต้องใช้หน่วยความจำมาก เช่น ถ้ามีผิวด้านทั้งหมด  $M$  อยู่บนพื้นผิวเหมือนกันทั้งหมด (แต่ละผิวมีส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสผิวยุติส่วน) หน่วยความจำที่ต้องใช้ทั้งหมดจะมีค่าประมาณ  $4MN$  ของจำนวนจริง (real number) ต่อความถี่ที่แปลงในบางกรณีจะต้องใช้จำนวน  $N$  ที่มาก เพื่อให้การจำลองผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาถึงค่าสถานะที่แน่นอนซึ่งพื้นที่ในหน่วยความจำจะไม่ว่าง ดังนั้นจึงไม่สามารถคำนวณสนามโดเมนความถี่โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ที่จังหวะเวลาที่ผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาอยู่ในสถานะแน่นอนได้ แต่ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ทำได้ซึ่งเรียกว่าวิธีการประมวลผลที่เกิดพร้อมกัน (concurrent-processing approach) ที่ทำสมการ (3.71) พร้อม ๆ ไปตามจังหวะกับการคำนวณผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาโดยใช้การคิดผลรวมของการแปลงฟูริเยร์อย่างไม่ต่อเนื่อง การคิดผลรวมความสัมพันธ์ของสนามที่ปรับค่าใหม่ที่จังหวะเวลา  $n$  จะเป็น

$$U(\bar{r}, \omega)|_{new} = U(\bar{r}, \omega)|_{previous} + U|_r^n \exp(-j\omega n \Delta t) \quad (3.72)$$

เมื่อใช้วิธีนี้ผลการบวกจะถูกปรับค่าใหม่ที่ทุก ๆ จังหวะเวลาและบันทึกกลับลงในหน่วยความจำที่มีตัวแปรเดียวกัน คือ  $U(\bar{r}, \omega)$  ดังนั้นจะมีหน่วยความจำลดลงเหลือประมาณ  $4M$  ของจำนวนเชิงซ้อน (complex number) หรือ  $8M$  ของจำนวนจริง ในทางปฏิบัติการคิดผลรวมการแปลงฟูริเยร์อย่างไม่ต่อเนื่องจะถูกคำนวณระหว่างการคำนวณผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาและบันทึกไว้สำหรับภายหลังขบวนการระหว่างภายหลังขบวนการสนามที่แผ่ ( $E_\theta^r, E_\phi^r$ ) จะถูกคำนวณโดยใช้สมการ

(3.70ก) และ (3.70ข) พร้อมกับส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสซึ่งอยู่ใน โดเมนความถี่เพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงาน

### 3.6 การรวมสนามไฟฟ้า

ในวิทยานิพนธ์นี้ค่าสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบจะเป็นค่าผลรวมของสนามไฟฟ้าที่เกิดจากสายอากาศไมโครสตริปทั้งสี่องค์ประกอบ (element) โดยไม่คิดผลของการเชื่อมต่อ (coupling) ระหว่างองค์ประกอบ ในทิศทางแกน Z โดยมีสมการผลรวมค่าสนามไฟฟ้าดังสมการ (3.73) และ (3.74) จากหลักการของการรวมสนามไฟฟ้าทำให้สามารถหาค่าสนามไฟฟ้าของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบในรูปแบบของสมการผลต่างสี่เบื้องเชิงเวลาได้ดังสมการ (3.75)

$$E_t = E_1 + E_2 + E_3 + E_4 \quad (3.73)$$

$$E_t = (E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^{n+1}(i, j, k)) \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned}
E_t = & \left( \begin{aligned} & \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} E_z^n(i, j, k) \right. \\ & + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right) \right) \\ & + \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} E_z^n(i, j, k) \right. \\ & + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right) \right) \\ & + \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} E_z^n(i, j, k) \right. \\ & + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right) \right) \\ & + \left( \frac{1 - \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} E_z^n(i, j, k) \right. \\ & + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k)\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k)}} \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right) \right) \end{aligned} \right)
\end{aligned}$$

(3.75)

### 3.7 สรุป

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา เริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสี่บเนื่อง คือ การประมาณค่าจากฟังก์ชันของอนุพันธ์จากผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหน้า ผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหลัง หรือผลต่างสี่บเนื่องตรงกลาง สำหรับความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการวิเคราะห์โดยวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาเกิดจากการจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ความผิดพลาดจากการตัดปลายของฟังก์ชันอนุพันธ์ลำดับสูง ๆ และความผิดพลาดจากการบิดเบือนที่เกิดจากการคำนวณด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ รวมทั้งความผิดพลาดจากการกำหนดเงื่อนไขของตัวแปรในการคำนวณดังนั้นจึงต้องพยายามเลือกความผิดพลาดรวมจากเงื่อนไขให้เหมาะสมและการวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา เริ่มต้นจากการกำหนดระยะทางในแนวแกน  $x, y$  และ  $z$  เป็นเสมือนลูกบาศก์สามมิติมาจากแนวคิดของ K.S. Yee ซึ่งจะประกอบไปด้วยสนามไฟฟ้าและส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก  $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$  ตามลำดับที่สัมพันธ์กันในทุกจุดของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กการเปลี่ยนแปลงค่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในอีกครึ่งช่วงเวลาในอนาคตได้มาจากส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่อยู่รอบ ๆ ที่เวลาปัจจุบันรวมกับค่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าตำแหน่งเดียวกันในอดีตครึ่งช่วงเวลา และส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กในอนาคตอีกหนึ่งช่วงเวลาก็ได้จากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ณ ครึ่งช่วงเวลาในอนาคตที่อยู่รอบ ๆ กับค่าของส่วนประกอบสนามแม่เหล็กจุดเดียวกันที่เวลาปัจจุบันรวมกัน การคำนวณจะกระทำวนรอบในลักษณะนี้ไปตลอดจนถึงสิ้นสุดการปฏิบัติการของโปรแกรมและการคำนวณแนว  $x, y$  และ  $z$  กับการเปลี่ยนแปลงของขั้นเวลา เพื่อให้เกิดเสถียรภาพของผลการคำนวณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น

## บทที่ 4

# การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้า โดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรด้วยระเบียบ วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร โดยได้ทำการจำลองโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมการแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีโมเมนต์ (Method of Moments : MoM) และรวมกับการนำเอาทฤษฎีพื้นฐานระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มาจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้การเขียนโปรแกรมภาษาซีและแมทแลบ (MATLAB) เพื่อนำมาแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

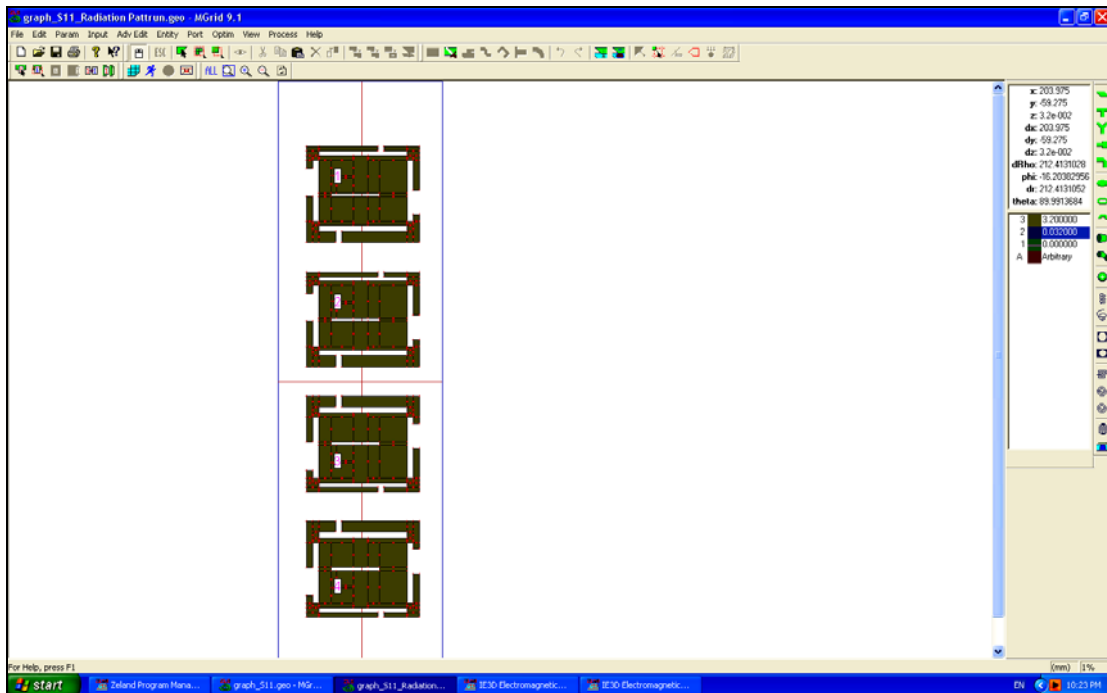
### 4.2 การศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศแฉวลำดับด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D

จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D เพื่อหาระยะที่เหมาะสมในการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศในการจัดแฉวลำดับ ทำให้ได้สายอากาศแฉวลำดับต้นแบบที่มีอัตราขยายด้านหน้าและมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร ซึ่งตรงกับวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่ต้องการพื้นที่ให้บริการครอบคลุมเป็นบริเวณกว้างในระนาบอะซิมุท โดยทำการจัดวางสายอากาศไมโครสตริปดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 แสดงการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D สำหรับขั้นตอนในการปรับปรุงสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร (อุษา คงเมือง, 2549) ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D จนได้สายอากาศแฉวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรซึ่งเป็นสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบนั้น ได้แสดงรายละเอียดไว้ในภาคผนวก ข.

สาเหตุที่วิทยานิพนธ์นี้ไม่ใช้วิธี FDTD ในการปรับหาระยะที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบ เนื่องจากวิธี FDTD ใช้เวลาในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยคอมพิวเตอร์สำหรับการประมวลผลเป็นเวลานานและต้องใช้ประสิทธิภาพของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่สูง







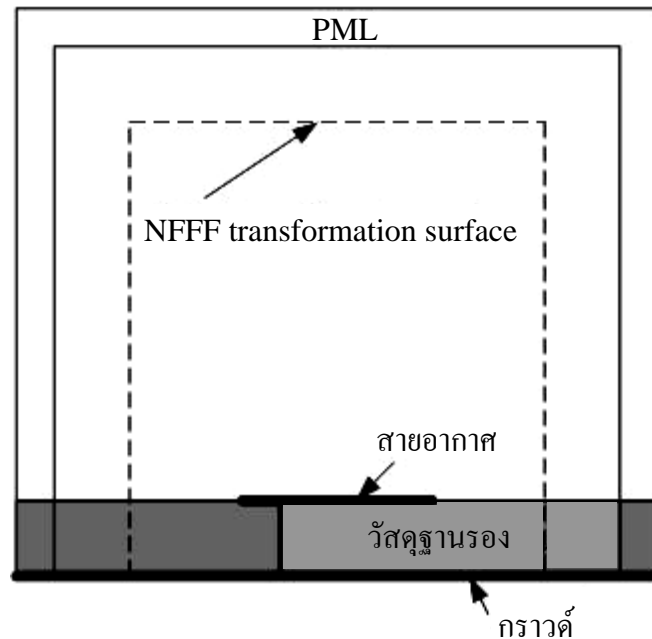
รูปที่ 4.2 การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D

#### 4.3 ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาหาผลเฉลยสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที่-สลิคโพลคแบบไม่สมมาตร เพื่อให้ได้สนามไฟฟ้าระยะใกล้ก่อนจะแปลงไปเป็นสนามไฟฟ้าระยะไกลเพื่อใช้ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงาน สามารถทำได้หลายวิธี ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ ระเบียบวิธีโดเมนเชิงสเปกตรัม และระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเป็นต้น ส่วนการเลือกใช้โปรแกรมภาษาคอมพิวเตอร์ที่จะนำมาพัฒนานั้นสามารถใช้ภาษาซีหรือภาษาอื่น ๆ ที่เหมาะสมกับจำนวนของหน่วยความจำที่ใช้ขึ้นอยู่กับขนาดของปัญหาที่นำมาจำลอง และเวลาที่ใช้ในการจำลองขึ้นกับขนาดของโดเมนและการเลือกรูปแบบผลเฉลยที่ต้องการ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในการวิเคราะห์หาผลเฉลย โดยใช้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาซึ่งได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งมีวิธีการวิเคราะห์สายอากาศดังต่อไปนี้

##### 4.3.1 รูปแบบของปัญหาและเงื่อนไขขอบเขต

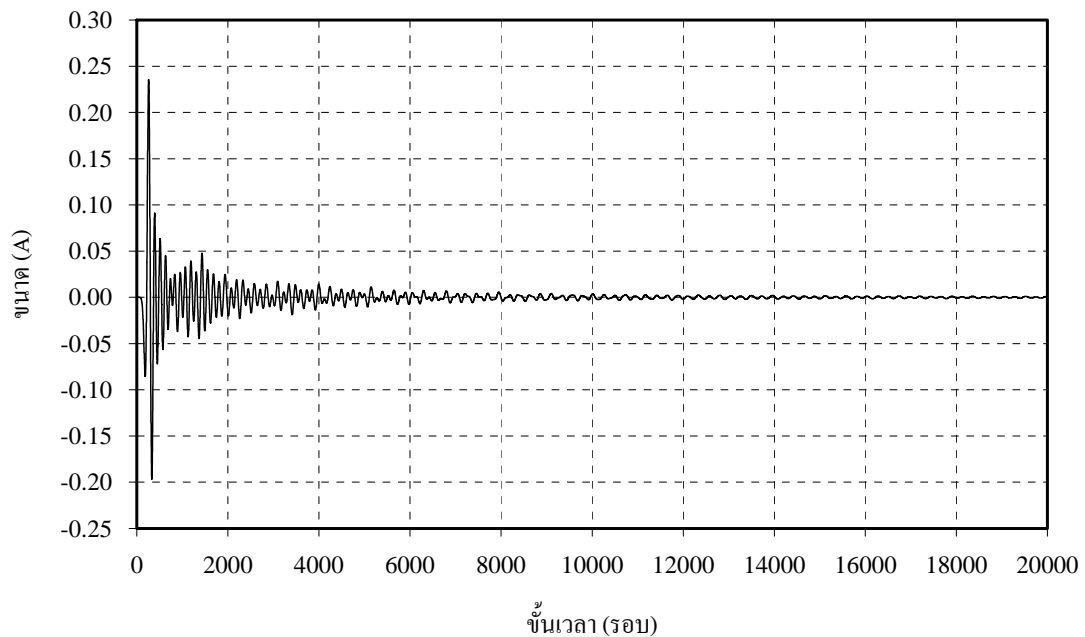
การวิเคราะห์ออกแบบโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลามีการกำหนดรูปแบบของปัญหา และเงื่อนไขขอบเขตดังรูปที่ 4.3 โดยสายอากาศแถวลำดับต้นแบบจากรูปที่ 4.1 จะถูกรอด้วยชั้นของอากาศอิสระ PML และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นตัวนำสมบูรณ์



รูปที่ 4.3 เงื่อนไขขอบเขตของการวิเคราะห์ขนาดส่วนประกอบของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

#### 4.3.2 ผลคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรด้วยวิธี FDTD

สำหรับการวิเคราะห์เชิงเลขได้นำวิธีการของ FDTD มาช่วยในการวิเคราะห์และคำนวณ การวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบคือ แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล สำหรับเงื่อนไขขอบเขตสำหรับการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD ได้แสดงดังรูปที่ 4.3 ในขั้นตอนแรกจะทำการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามระยะไกลเพื่อนำค่าสนามที่ได้ไปคำนวณหาค่ากระแสและแรงดัน จากนั้นจึงคำนวณหาสนามระยะไกลหรือแบบรูปการแผ่พลังงานด้วยการแปลงสนามระยะใกล้ ที่ได้มาในขั้นตอนแรกให้เป็นสนามระยะไกลตามวิธีการที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 สำหรับแนวทางในการเลือกขนาดเซลล์ควรพิจารณาขนาดของเซลล์ต้องน้อยกว่า  $1/20\lambda$  แต่ไม่ควรน้อยกว่า  $1/50\lambda$  ของความถี่สูงสุดที่เลือกพิจารณา บนโครงสร้างของปัญหาที่สนใจนั้นจำนวนของเซลล์ในทิศทาง  $x$ ,  $y$  และ  $z$  นั้นต้องไม่มากเกินไปโดยมีขนาดกริดเซลล์  $\Delta x$  เท่ากับ  $\Delta y$  คือ 0.50375 มิลลิเมตร แนวแกน  $x$ ,  $y$  ในแนวแกน  $z$  ขนาดกริดเซลล์เท่ากับ  $\Delta z$  คือ 0.8 มิลลิเมตร และมีโดเมนรวมตามแนวแกน  $x$ ,  $y$  และ  $z$  เท่ากับ 123 355 และ 31 กริดเซลล์ตามลำดับ ให้การเปลี่ยนแปลงของเวลา  $\Delta t$  มีขนาดเท่ากับ  $\Delta x/2c$  หรือเท่ากับ  $8.3958 \times 10^{-13}$  นาฬิกา ในที่นี้เลือกใช้พัลส์แบบเกาส์โดยการแทรกใส่พัลส์สี่จุด หลังจากหยุดการประมวลผลของโปรแกรมที่ 20,000 ขั้นตอน สำหรับรูปร่างของกระแสในโดเมนเวลาที่จุดป้อนนั้นแสดงดังรูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของกระแสที่เกิดขึ้นจากการแทรกใส่พัลส์ กระแสที่เกิดขึ้นในช่วงแรก และจะค่อย ๆ ลดลงจนเท่ากับศูนย์เมื่อเวลาเพิ่มขึ้น

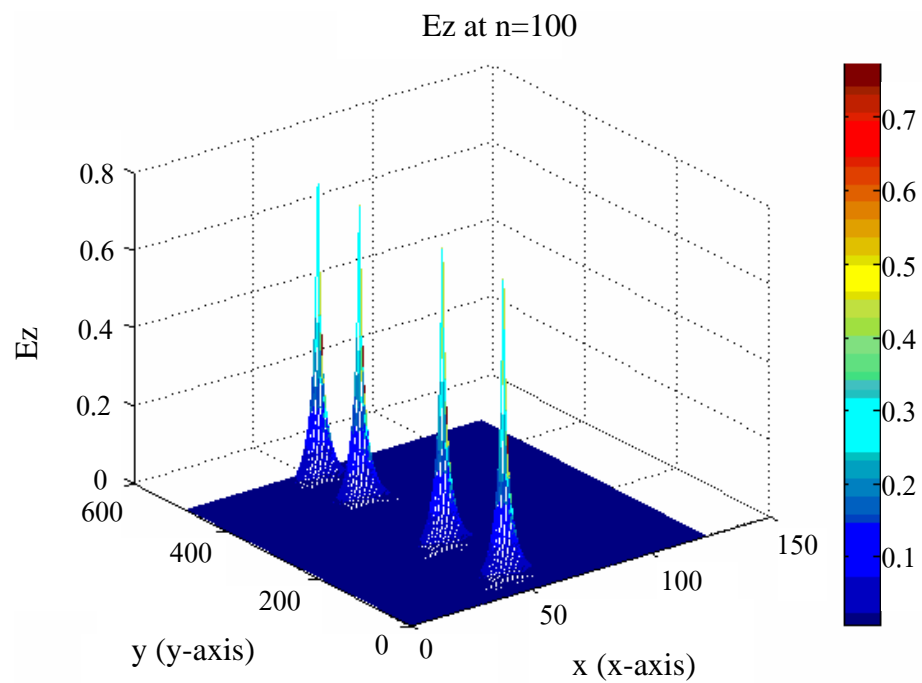
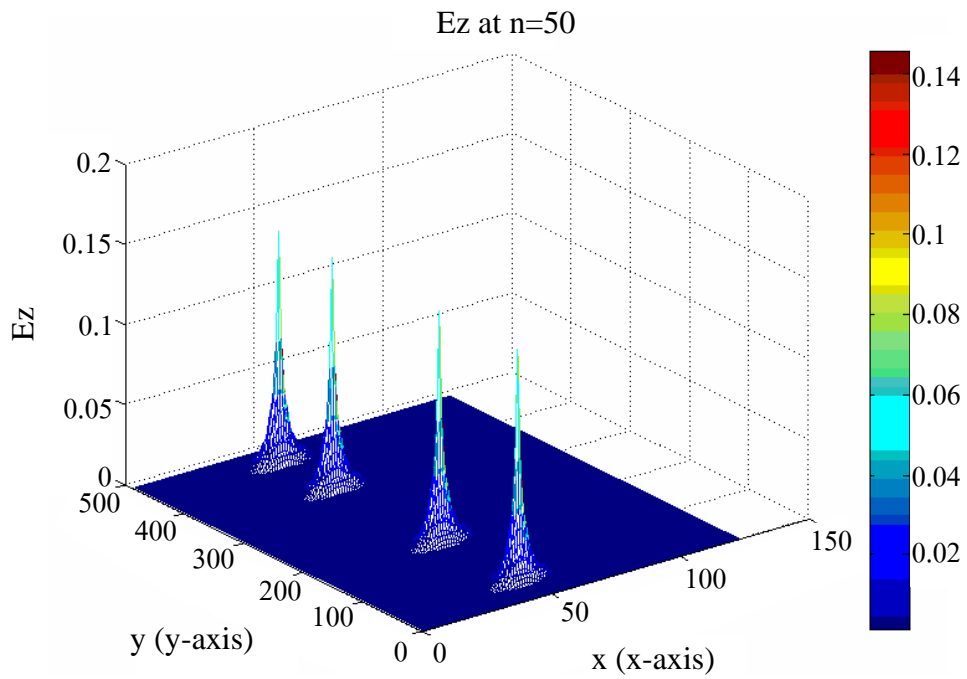


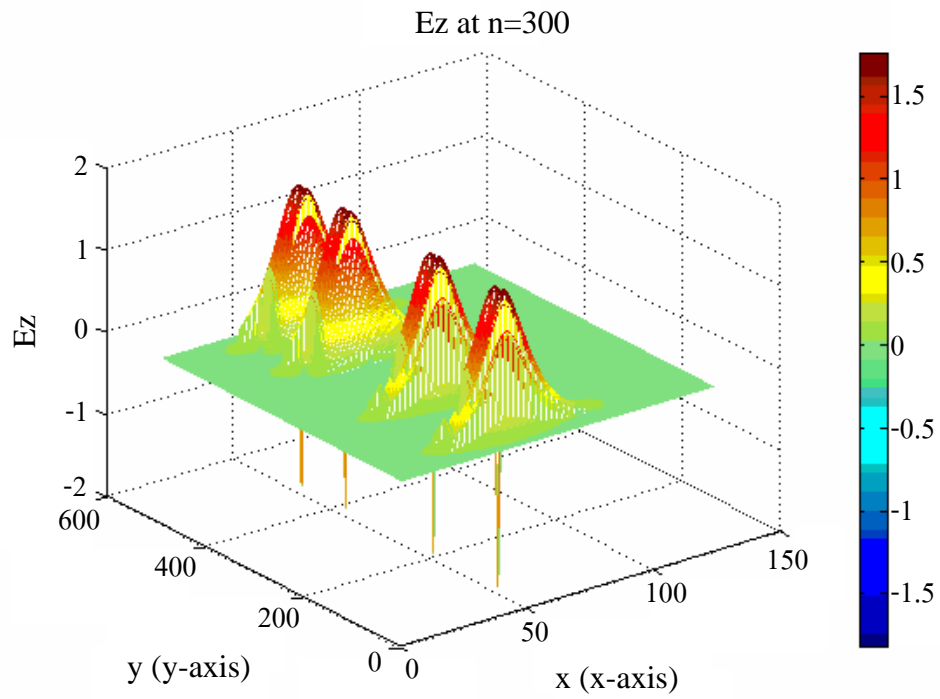
รูปที่ 4.4 ค่ากระแสในโดเมนเวลาที่เกิดขึ้นในตำแหน่งขอบเขตแหล่งกำเนิด

### 4.3.3 รูปแบบจำลองการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในแนวระนาบ

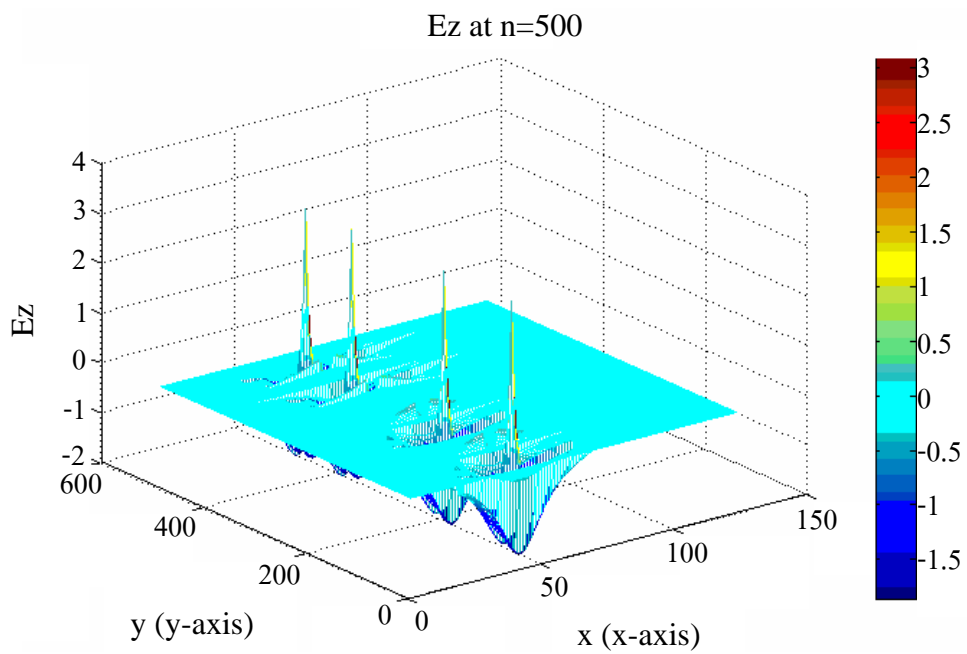
สำหรับวิธี FDTD เมื่อมีเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องจำเป็นต้องมีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตให้เป็นไปตามโครงสร้างของปัญหาที่พิจารณาในโดเมนของตำแหน่ง และต้องกำหนดเงื่อนไขของเวลาที่สัมพันธ์กับตำแหน่งเพื่อเสถียรภาพของค่าสนาม เนื่องจากก่อนที่จะมีการวิ่งของโปรแกรม ทุกตำแหน่งจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่เมื่อโปรแกรมมีการวิ่งแต่ละส่วนประกอบของสนามทุกตำแหน่งจะถูกคำนวณ และเปลี่ยนเป็นส่วนประกอบของสนามที่ไม่เป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากการกระตุ้นด้วยพัลส์ที่ได้ทำการแทรกใส่เข้าไป ในเงื่อนไขขอบเขตชั้นที่มีการเข้ากันได้แบบสมบูรณ์นั้นการกำหนดเงื่อนไขจะพิจารณาจากวิธีการที่ใช้สำหรับการจำลองบริเวณที่ไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น ซึ่งหลักการจะอยู่ที่การทำให้อิมพีแดนซ์ในตัวกลาง PML เท่ากับในอากาศอิสระเมื่อกำหนดให้มีสองความนำ คือ ความนำทางแม่เหล็กและความนำทางไฟฟ้า และแยกส่วนประกอบของสนามออกเป็นสองส่วนประกอบในทิศทางที่ตั้งฉากกับส่วนประกอบของสนามนั้น โดยลักษณะการทำงานของโปรแกรมจะต้องวนซ้ำเพื่อหาคำตอบซึ่งการได้คำตอบออกมาต้องใช้เวลาในการวนซ้ำมากพอสมควร ผลจากการวิเคราะห์เพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบจะได้จากการพิจารณาการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในตัวกลางที่มีการสูญเสีย ซึ่งได้จัดวางสายอากาศแถวลำดับต้นแบบอยู่บนระนาบ  $xy$

ในอากาศอิสระเหนือตัวกลางที่มีการสูญเสียทำให้มีลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบ เมื่อพิจารณาการคำนวณสนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไป ณ เวลาต่าง ๆ ในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้นของสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบที่ทำงานที่แถบความถี่ 2.45 GHz พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.5ก. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ ขนาดสูงสุดอยู่ที่ตำแหน่งจุดป้อน รูปที่ 4.5ข. รูปที่ 4.5ค. รูปที่ 4.5ง. และรูปที่ 4.5จ. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ 300 รอบ 500 รอบ และ 600 รอบตามลำดับ จากรูปที่ 4.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าเช่นเดียวกันแต่แสดงในรูปของการเปลี่ยนแปลงของสนามแบบระนาบ ซึ่งจากผลการคำนวณจะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของขนาดสูงสุดอย่างต่อเนื่องเมื่อเวลาเพิ่มขึ้น และผลจากการกำหนดระดับชั้นและพารามิเตอร์ของชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์นั้นทำให้ได้การดูดกลืนคลื่นที่ดี เพราะเมื่อคลื่นเดินทางถึงขอบเขตที่กำหนดไว้ การรบกวนจากการสะท้อนกลับของคลื่นไม่มีอิทธิพลกับการจำลอง จึงทำให้เห็นว่ารูปร่างของคลื่นไม่บิดเบี้ยว เพราะคลื่นที่เดินทางไปชนขอบของเงื่อนไขที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์จะถูกดูดกลืนไว้เกือบทั้งหมด แต่ในทางกลับกันถ้ากำหนดเงื่อนไขชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์ หรือระยะของขอบเขตไม่ดีพอก็จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาของคลื่นที่แพร่กระจายออกไป ส่งผลทำให้การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากการนำค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ได้ไปคำนวณนั้นเกิดความผิดพลาด ดังนั้นในการวิเคราะห์ชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์จึงเป็นเงื่อนไขที่ต้องนำมาพิจารณาเป็นกรณีพิเศษ

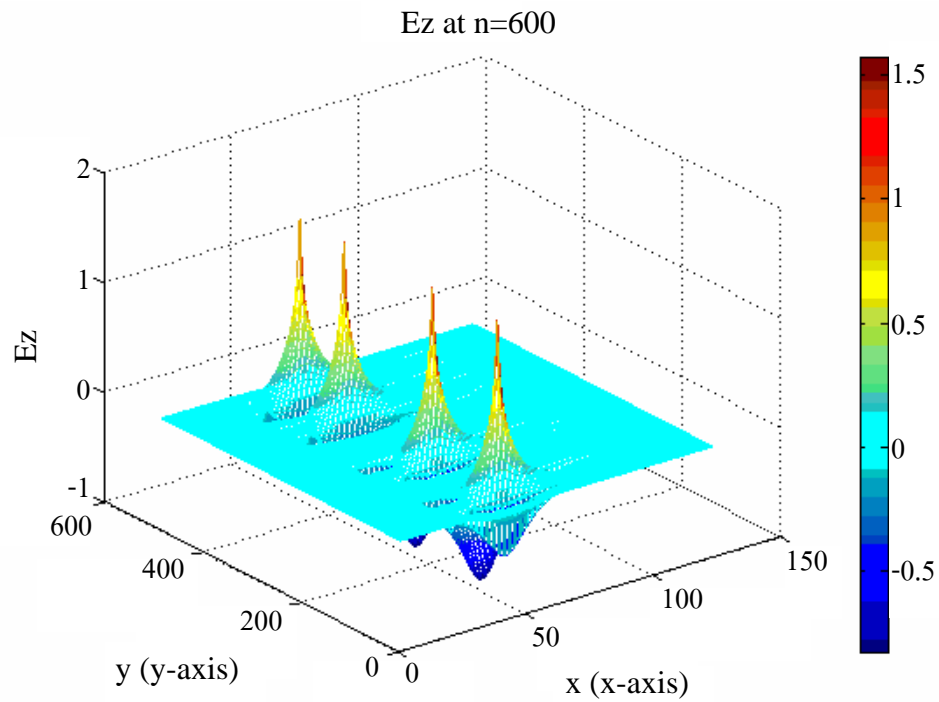




(ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ



(ง) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ

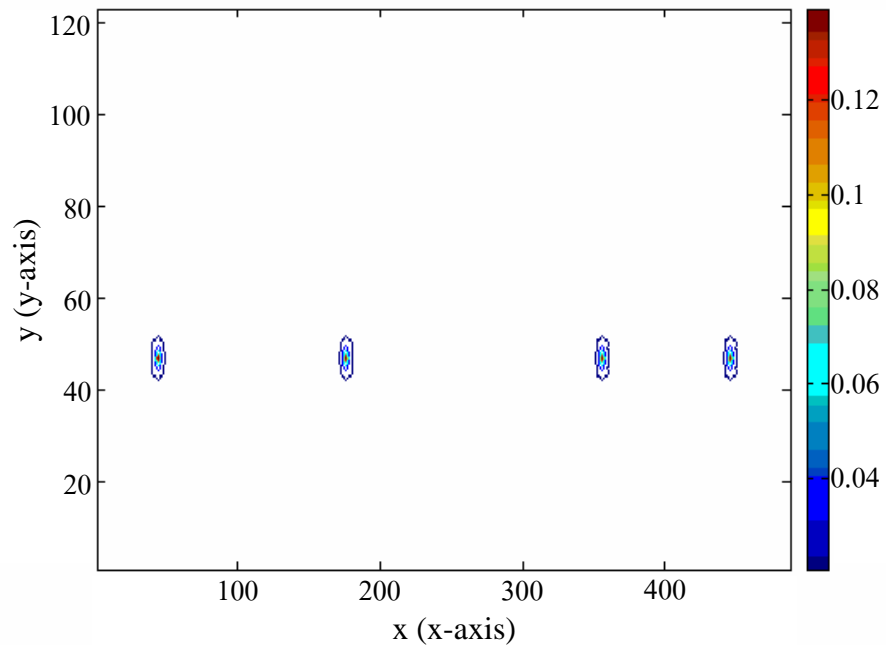


รูปที่ 4.5 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้น

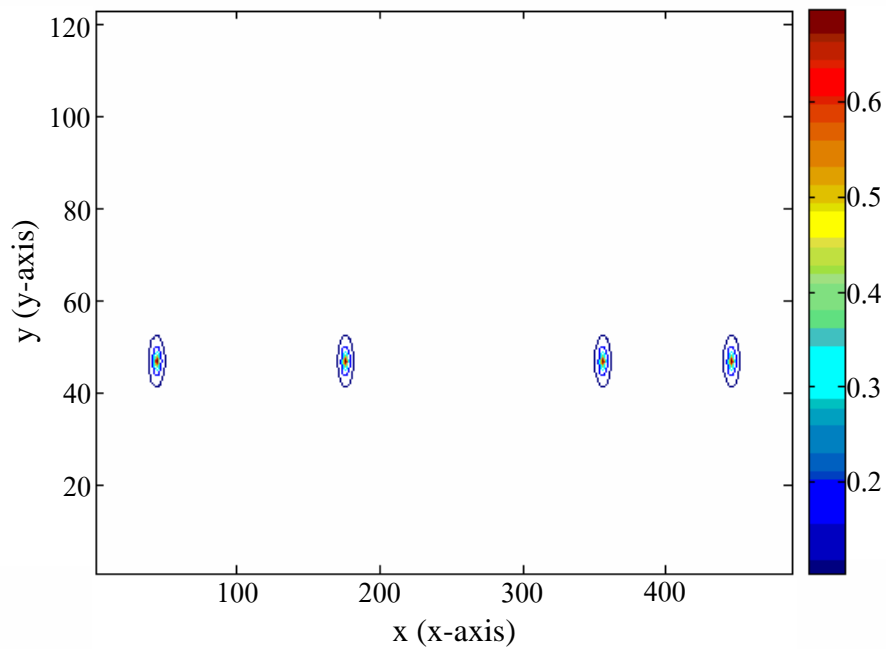
(ก) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ (ข) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ

(ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ (ง) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ

(จ) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 600 รอบ

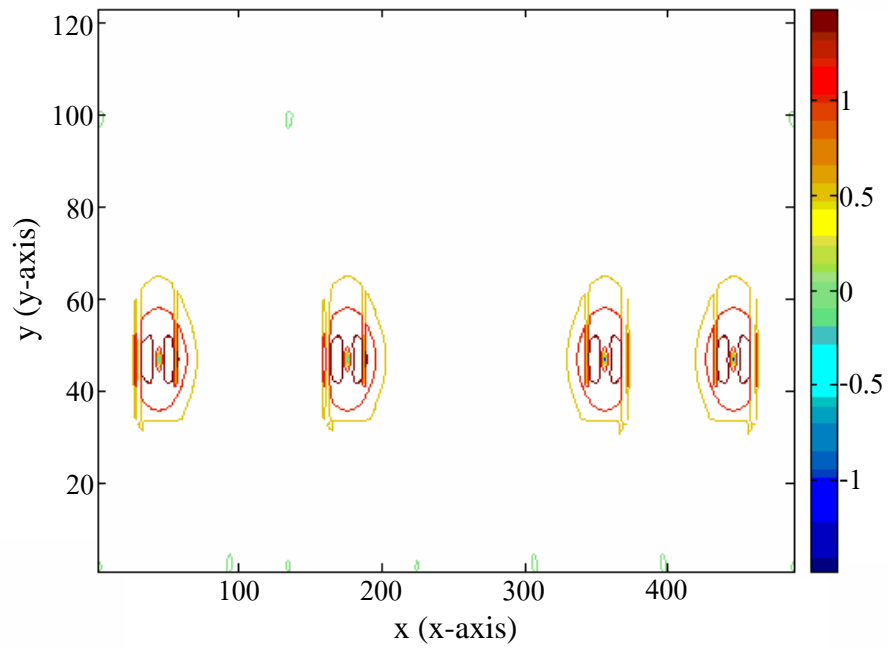


(ก) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ

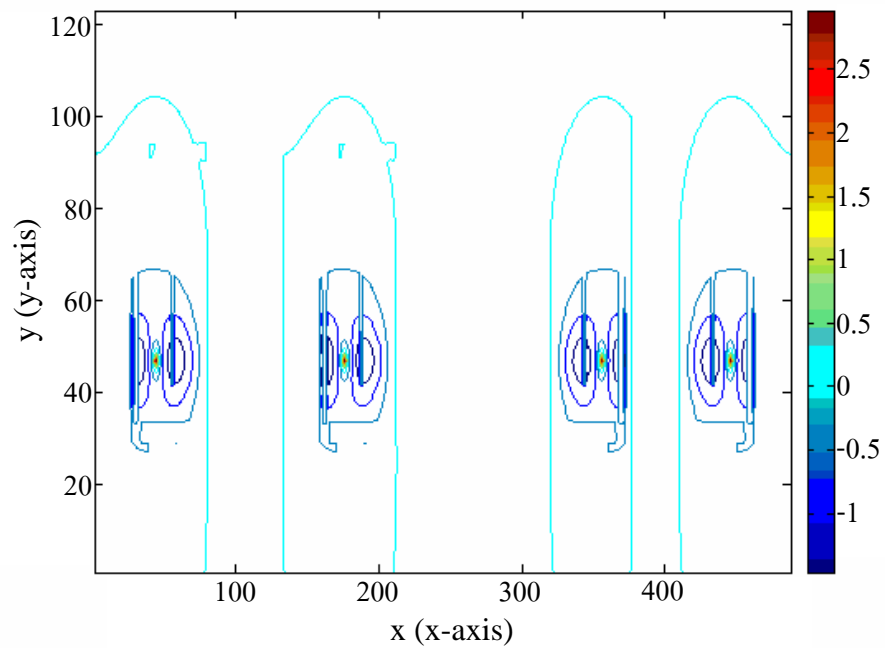


(ข) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ

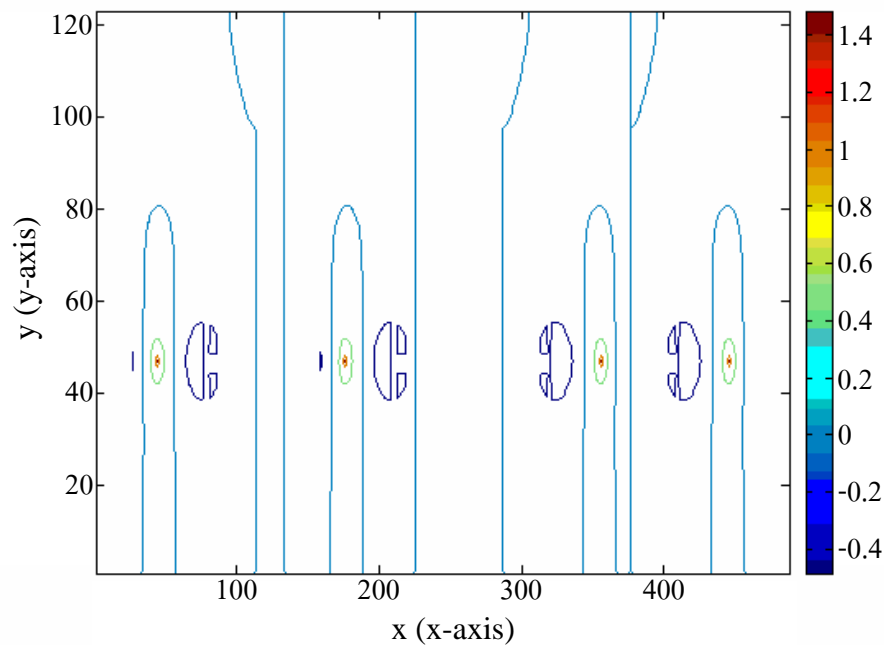




(ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ



(ง) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ



(จ) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 600 รอบ

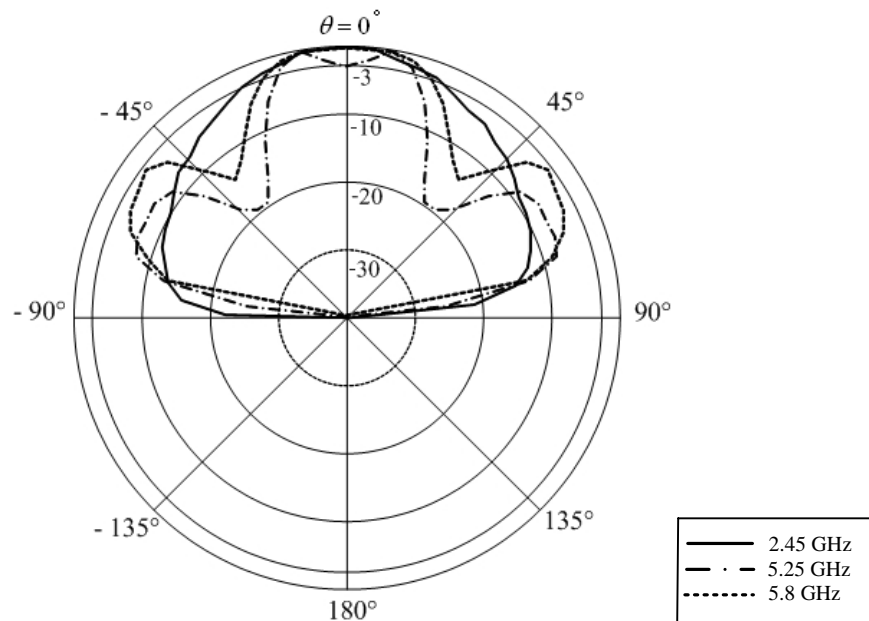
รูปที่ 4.6 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงในรูปของการจัดวางแบบระนาบ

- (ก) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ (ข) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ  
 (ค) เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ (ง) เมื่อ โปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ  
 (จ) เมื่อ โปรแกรมวิ่งจำนวน 600 รอบ

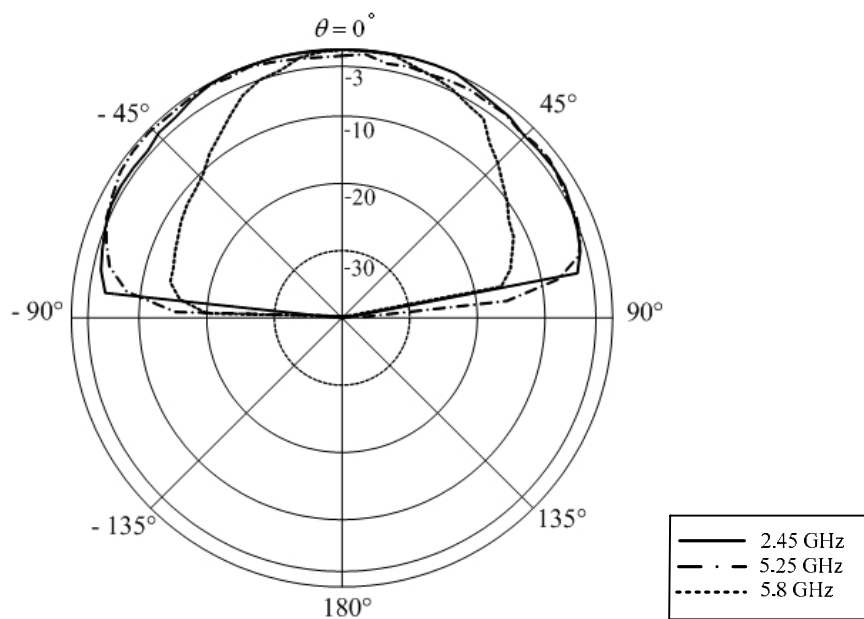
#### 4.3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นตัวบ่งบอกถึงลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของทิศทาง ซึ่งสนามระยะไกลมีระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดซึ่งหมายถึงสายอากาศส่งและสายอากาศรับต้องห่างกันมากกว่า  $2D^2/\lambda$  หรือเท่ากับ 164 เซนติเมตร โดยที่  $D$  คือ ขนาดที่ยาวที่สุดของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 20.6 เซนติเมตร ที่สนามระยะไกลนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามจะไม่เปลี่ยนแปลงตามระยะทาง พิจารณาจากรูปที่ 4.7 และ 4.8 พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลเป็นแบบบรอดไซด์ คือ มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และส่วนใหญ่จะมีทิศทางพุ่งออกไปในทิศทางเดียว และเมื่อความถี่ต่างกันแบบรูปการแผ่พลังงานก็就会有ความแตกต่างกัน โดยที่แถบความถี่ 2.45 GHz มีขนาดสูงสุดพุ่งไปข้างหน้าทิศทางเดียว ที่แถบความถี่ 5.25 GHz และ 5.8 GHz นั้นจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีบริเวณมุมที่เกิดกำลังลดลงแตกต่างออกไปซึ่งอาจเกิดจากโครงสร้างสายอากาศแถว

ลำดับชั้นแบบที่มีตำแหน่งของสล็อตโหนดในแต่ละด้านไม่สมมาตร จึงทำให้เกิดผลในลักษณะดังกล่าวได้



รูปที่ 4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามไฟฟ้าจากการจำลองด้วย FDTD



รูปที่ 4.8 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามแม่เหล็กจากการจำลองด้วย FDTD

#### 4.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศแฉวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตร โดยขั้นแรกทำการศึกษารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตร เพื่อนำมาปรับปรุงแก้ไขในข้อพร่องต่าง ๆ โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการปรับปรุงอัตราขยายด้วยการนำสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรมาทำการจัดแฉวลำดับ จากนั้นทำการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศและปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิคโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศแฉวลำดับมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรและมีระดับโวลบข้างที่ต่ำ โดยได้ทำการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ก่อนเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแฉวลำดับสำหรับการนำไปสร้างสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบต่อไป จากนั้นได้ใช้ระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเพื่อหาผลเฉลยเป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลา และจากผลเฉลยที่ได้นำไปหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล

## บทที่ 5

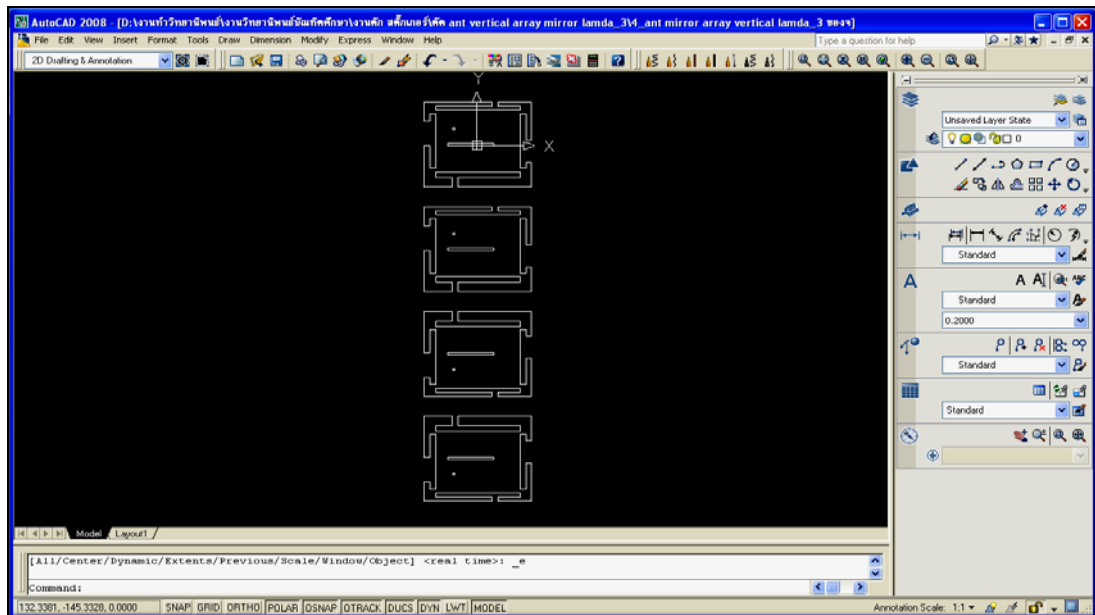
### ผลการทดลอง

#### 5.1 บทนำ

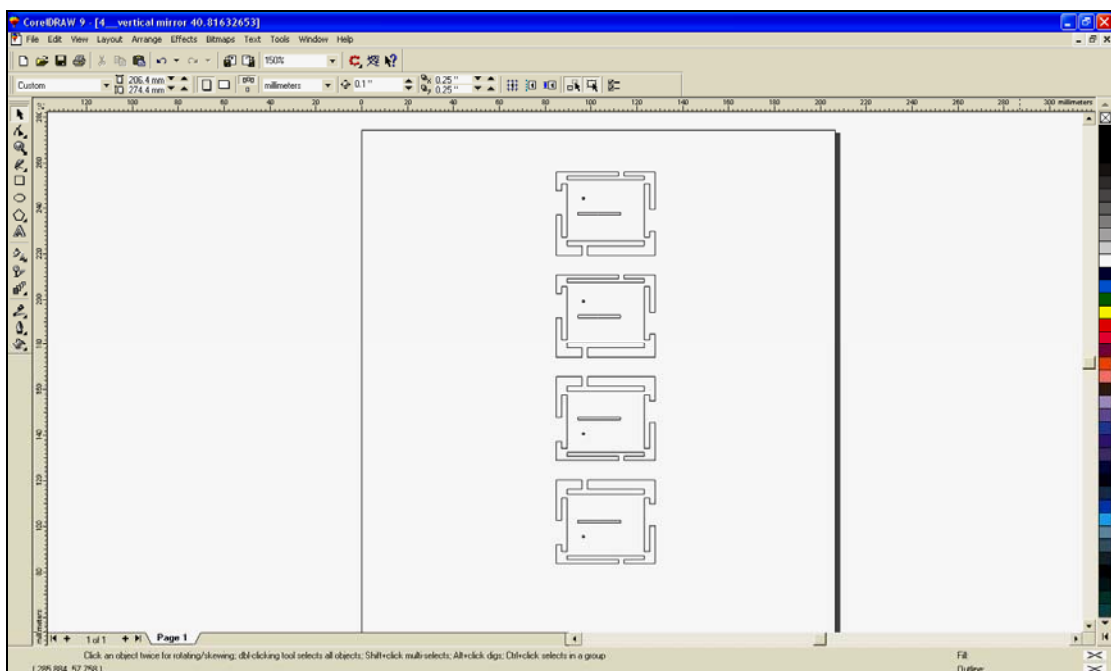
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ในบทนี้จะทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลแบบไม่สมมาตร และได้ทำการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงานทั้งระนาบสนามแม่ไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อิมพีแดนซ์และอัตราขยาย โดยมีตัวแบ่งกำลัง (power divider) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการส่งผ่านพลังงานจากเครื่องส่งไปยังสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ ในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและผลเฉลยที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD

#### 5.2 วิธีการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

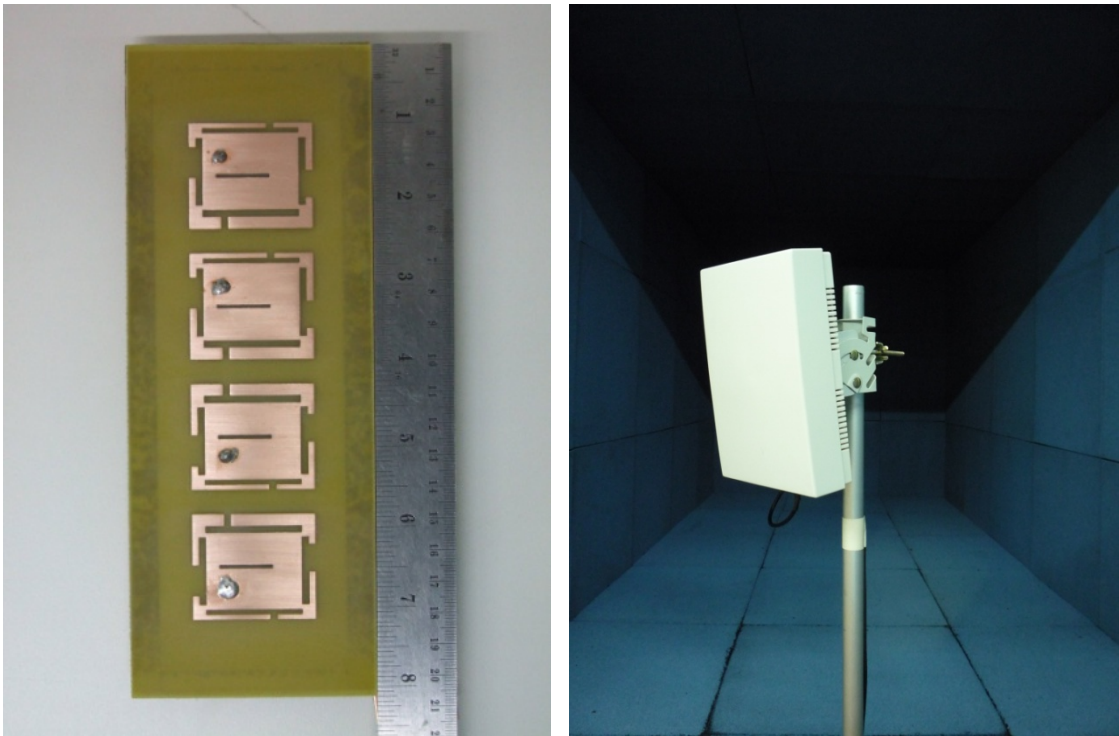
จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จนได้ขนาดและรูปแบบของแถวลำดับของสายอากาศตามที่ต้องการ โดยผลจากการจำลองจะมีนามสกุลเพิ่มข้อมูลคือ GEO ซึ่งจะต้องนำไปส่งออก (export file) จากโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และบันทึกข้อมูลนามสกุลเพิ่มข้อมูลที่ได้ คือ ชื่อเพิ่มข้อมูลนามสกุล DWG เมื่อได้เพิ่มข้อมูลแล้ว ได้นำไปจัดแต่งรูปร่างของสายอากาศด้วยโปรแกรม Auto CAD 2008 จะได้เพิ่มข้อมูลเป็นนามสกุล DXF แสดงดังรูปที่ 5.1 ก่อนนำไปตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CorelDRAW 9 ดังรูปที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งได้ใช้แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นนำสายอากาศแถวลำดับต้นแบบต่อเข้ากับหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์มโดยรูปที่ 5.3ก แสดงสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่สร้างเสร็จแล้ว และรูปที่ 5.3ข เป็นสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่บรรจุลงในกล่องพลาสติก เพื่อให้ง่ายสำหรับการวัดทดสอบและการนำไปใช้งานจริง



รูปที่ 5.1 โปรแกรม AutoCAD 2008 กำหนดการกัดและตัดแผ่น PCB



รูปที่ 5.2 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



(ก) สายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่สร้าง (ข) สายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่บรรจุลงในกล่องพลาสติก

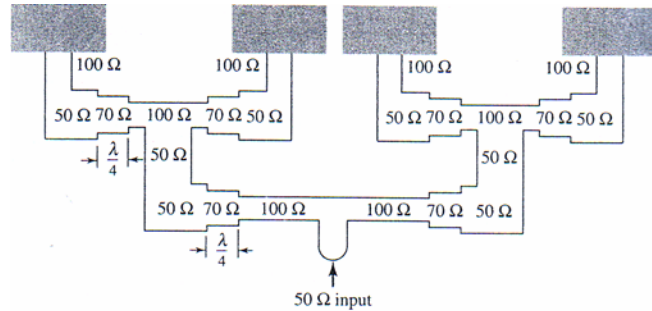
รูปที่ 5.3 สายอากาศแถวลำดับต้นแบบ (ก) สายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่สร้าง  
(ข) สายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่บรรจุลงในกล่องพลาสติก

### 5.3 ผลการวัดทดสอบตัวแบ่งกำลังงาน

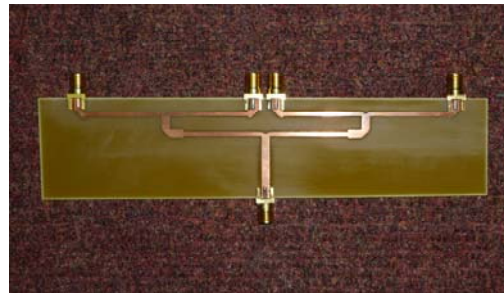
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ตัวแบ่งกำลังงาน (power divider) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการแบ่งกำลังจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (อุปกรณ์ภาคส่ง) จากหนึ่งพอร์ตด้านเข้าให้เป็นที่พอร์ตด้านเข้าตามจำนวนของสายอากาศไมโครสตริป โดยมีหลายวงจรในการออกแบบและตัวแบ่งกำลังงานที่สร้างแสดงดังรูปที่ 5.4ก และ 5.4ข ตามลำดับ และสมการสำหรับคำนวณหาขนาดความกว้างของเส้นสตริป คือ

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (5.1)$$

$$\frac{W_1}{h} = \left( \frac{(\exp H')}{8} - \frac{1}{4(\exp H')} \right)^{-1} \quad (5.2)$$



(ก) ลายวงจรที่ใช้ในการออกแบบตัวแบ่งกำลังงาน



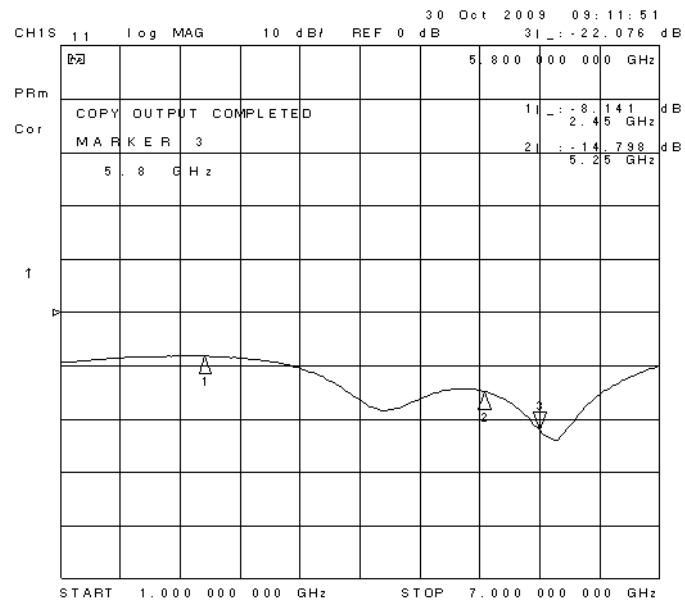
(ข) ตัวแบ่งกำลังงานที่สร้าง

รูปที่ 5.4 ตัวแบ่งกำลัง (ก) ลายวงจรที่ใช้ในการออกแบบ (ข) ตัวแบ่งกำลังงานที่สร้าง

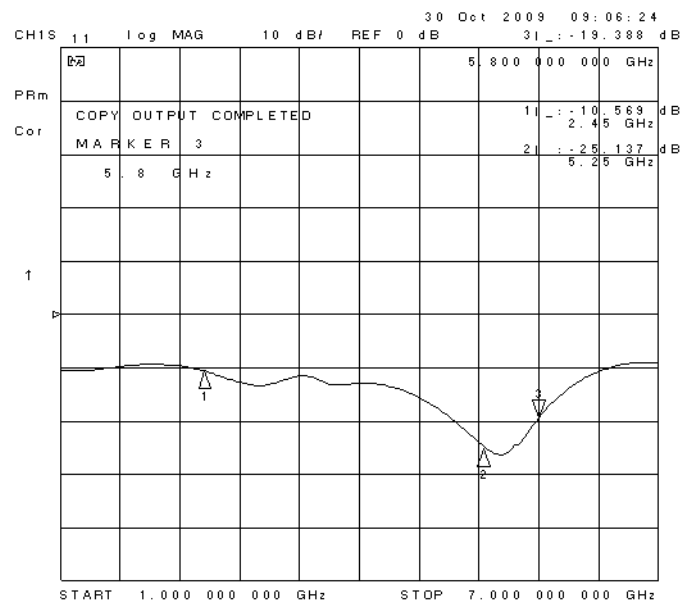
โดยที่  $W_1$  คือ ความกว้างของไมโครสตริป  $\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และ  $\lambda$  คือ ความยาวคลื่น จากการออกแบบตามสมการที่ (5.1) และ (5.2) จะได้ความกว้างของสตริปที่  $Z_0 = 50 \Omega$  เท่ากับ 3.06 มิลลิเมตรที่  $Z_0 = 70 \Omega$  เท่ากับ 1.62 มิลลิเมตรที่  $Z_0 = 100 \Omega$  เท่ากับ 0.71 มิลลิเมตร สำหรับการวัดทดสอบการแมตซ์ของตัวแบ่งกำลังนั้นได้ทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่แต่ละพอร์ตของตัวแบ่งกำลัง โดยพอร์ตที่ทำกรวัดทดสอบนั้นจะต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครข่ายและพอร์ตที่เหลือจะต่อเข้ากับหัวต่อ 50  $\Omega$  ถ้า ณ ความถี่ที่พิจารณามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่ามีการแมตซ์ที่สมบูรณ์ และจากการ



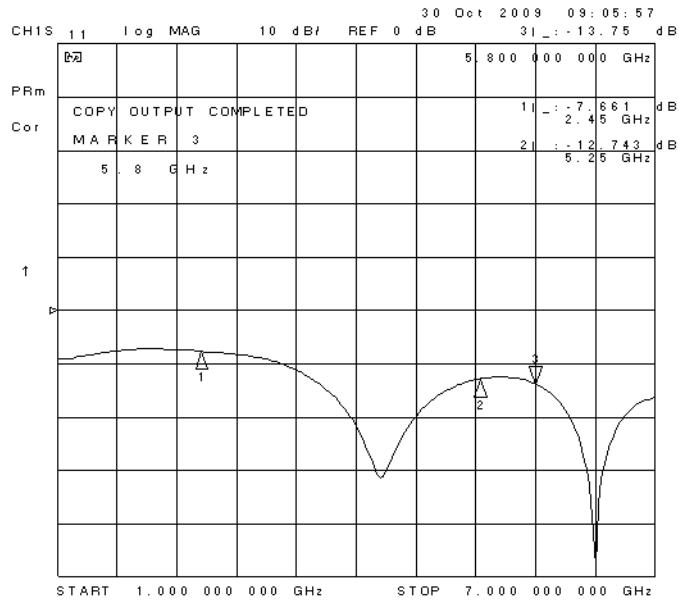




(ค) ที่พอร์ตด้านออกที่ 2



(ง) ที่พอร์ตด้านออกที่ 3



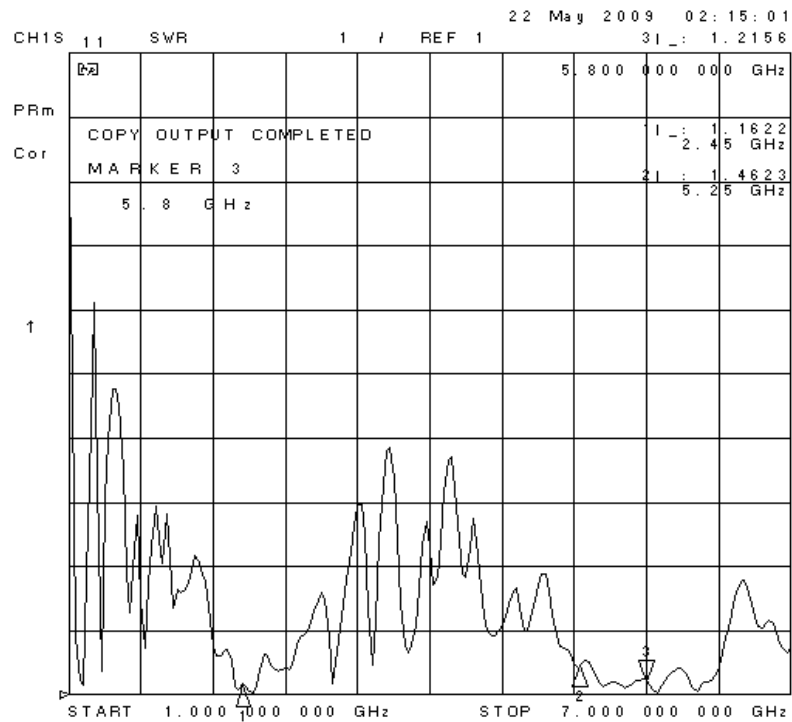
(จ) ที่พอร์ตด้านออกที่ 4

รูปที่ 5.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (ก) ที่พอร์ตด้านเข้า (ข) ที่พอร์ตด้านออกที่ 1  
 (ค) ที่พอร์ตด้านออกที่ 2 (ง) ที่พอร์ตด้านออกที่ 3 (จ) ที่พอร์ตด้านออกที่ 4

#### 5.4 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความกว้างแถบ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) หรือในรูปของพารามิเตอร์  $S_{11}$  และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR) การพิจารณาค่าพารามิเตอร์  $S_{11}$  หมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (port 1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ  $S_{11}$  อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตซ์อย่างสมบูรณ์ และถ้ามีค่าเป็นลบอนันต์ แสดงว่ามีการแมตซ์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชูวงศ์, ม.ป.ป) จากรูปที่ 5.6 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์  $S_{11}$  จากรูปจะสังเกตได้ว่าสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนี้มีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ที่แถบความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ -22.68 dB ที่แถบความถี่ 5.25 GHz เท่ากับ -14.48 dB และที่แถบความถี่ 5.8 GHz เท่ากับ -20.35 dB สำหรับค่า SWR สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึงอนันต์ โดยถ้า SWR มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตซ์ที่สมบูรณ์หมายความว่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศมีการแผ่พลังงานออกไปทั้งหมดไม่มีการ





รูปที่ 5.7 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศแฉลัดับต้นแบบ

จากค่า  $S_{11}$  สามารถคำนวณหาค่าความกว้างแถบแต่ละความถี่ของสายอากาศแฉลัดับต้นแบบได้จากสมการที่ (5.3)

$$\% \text{ ความกว้างแถบ} = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_c} \times 100 \quad (5.3)$$

โดยที่  $f_{high}$  คือ ค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้  
 $f_{low}$  คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้  
 $f_c$  คือ ค่าความถี่กึ่งกลางของความกว้างแถบนั้น ๆ

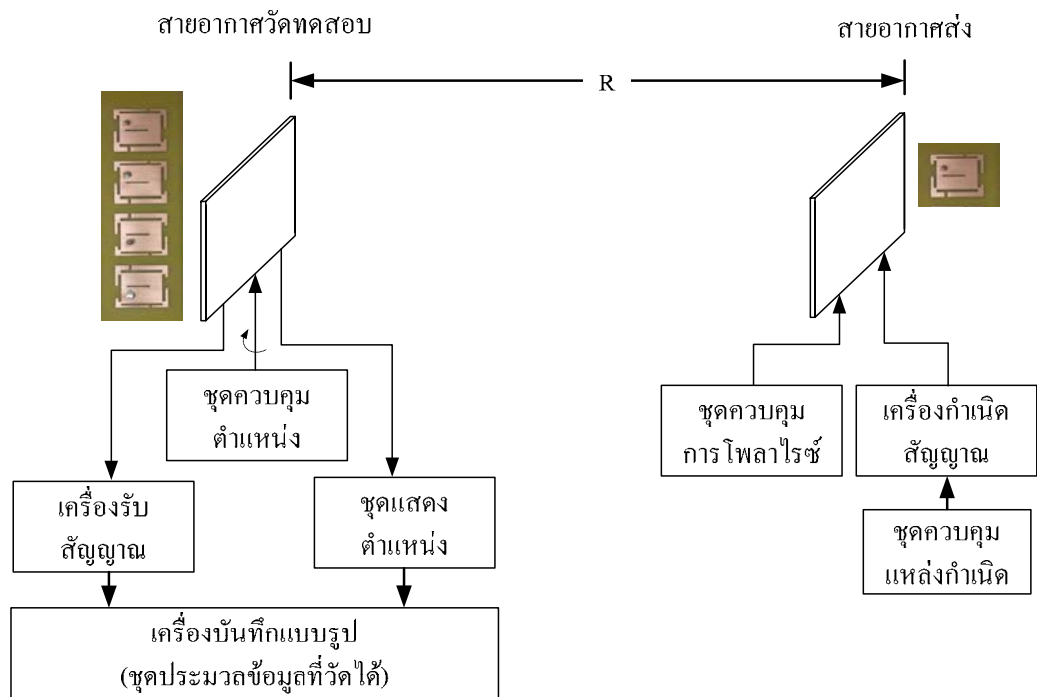
ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าความกว้างแถบของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

สายอากาศแถว ลำดับต้นแบบ	$f_{c_1}$ (GHz)	BW (%)	$f_{c_2}$ (GHz)	BW (%)	$f_{c_3}$ (GHz)	BW (%)
ต้องการ	2.45	3.42	5.25	3.81	5.8	1.73
การวัดทดสอบ	2.458	6.35	(4.979GHz-6.308GHz) BW=23.55			

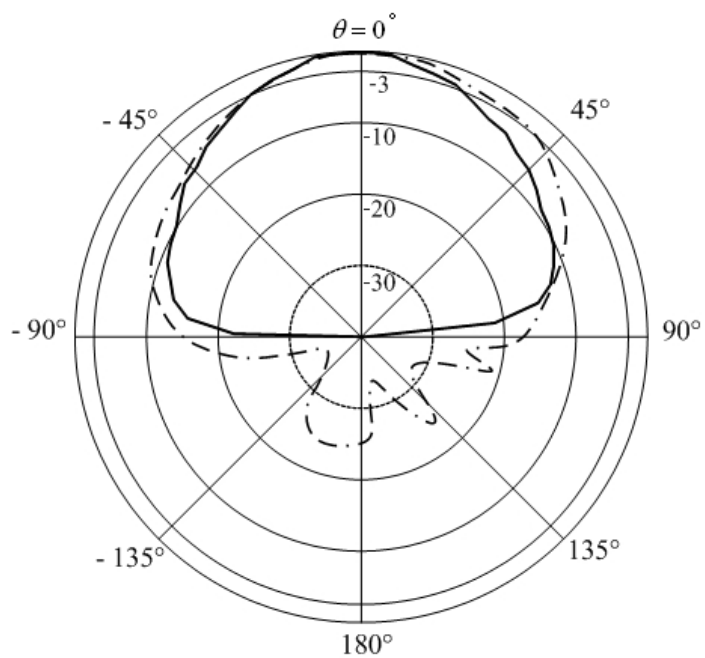
จากตารางที่ 5.1 แสดงผลการคำนวณความกว้างแถบที่แถบความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 6.35% ที่แถบความถี่ 5.25 GHz และที่แถบความถี่ 5.8 GHz เท่ากับ 23.55% ซึ่งเป็นค่าที่กว้างมากกว่าความกว้างแถบที่ได้ออกแบบ โดยสาเหตุของความผิดพลาดของความถี่รีโซแนนซ์และความกว้างแถบนี้อาจเกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวัสดุฐานรอง และการนำมาวางซ้อนกันเพื่อให้ได้ความสูงตามที่ได้ออกแบบ จึงเกิดช่องว่างขึ้นระหว่างแผ่น PCB ชนิด FR-4 ทั้งสองแผ่นที่ใช้ในการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

## 5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

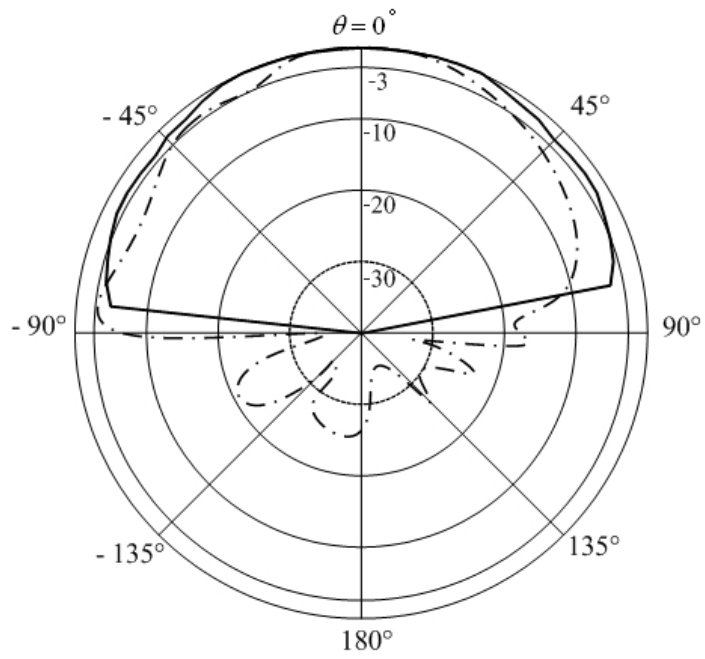
จากรูปที่ 5.8 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2 / \lambda$  ซึ่ง  $R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง โดยการทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่สูงสุดมีค่าเท่ากับ 164.08 เซนติเมตร และ  $D$  คือ ขนาดของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 20.6 เซนติเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8 GHz เพียงอีลิเมนต์เดียวมาเป็นสายอากาศอ้างอิงโดยทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง ส่วนสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจาก 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก โดยได้เปรียบเทียบกราฟระหว่างผลจากระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเทียบกับผลจากวิธีการวัดทดสอบ แสดงดังรูปที่ 5.9 พบว่ากราฟมีความสอดคล้องกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในทุก 3 แถบความถี่ โดยเส้นทึบจะแสดงผลที่ได้จากวิธี FDTD และเส้นประแสดงผลที่ได้จากการวัดทดสอบจะเห็นว่าผลที่ได้จากการวัดทดสอบจะมีระดับโหลดหลังที่สูง ซึ่งเป็นผลมาจากเป็นการวัดทดสอบในสภาพจริง



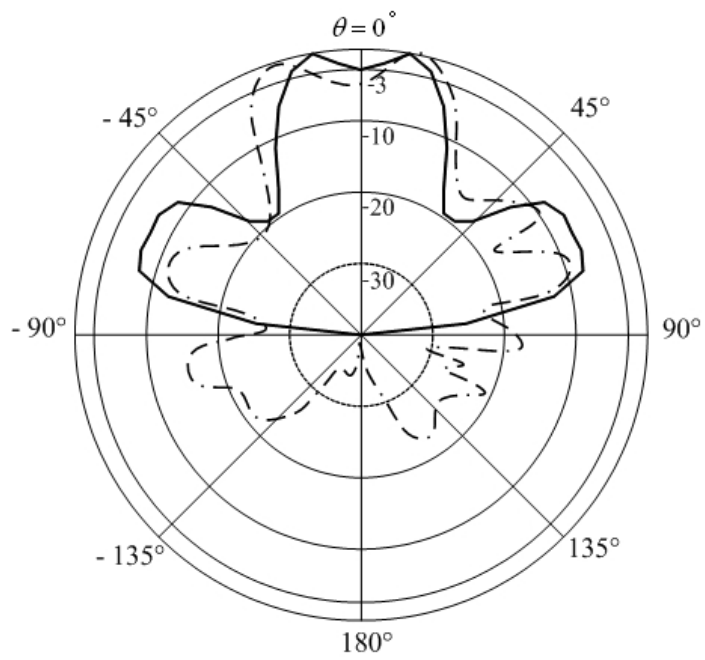
รูปที่ 5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz

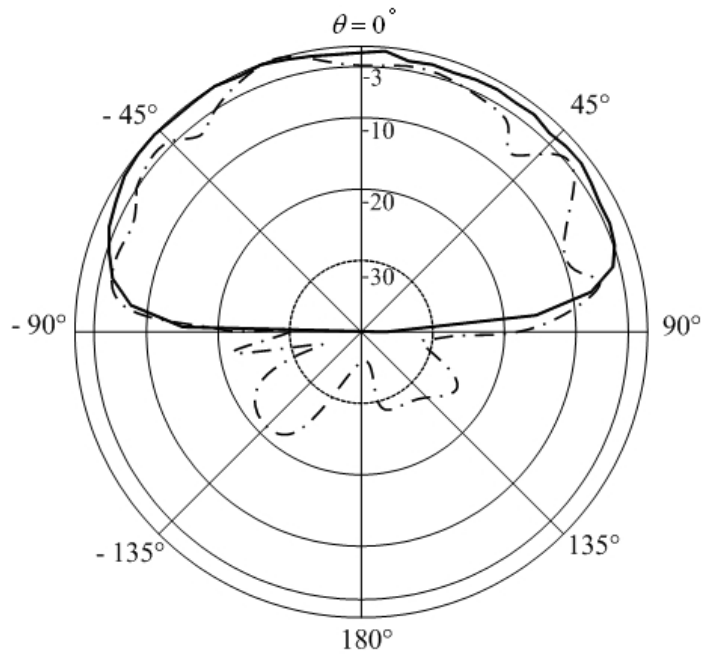


(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz

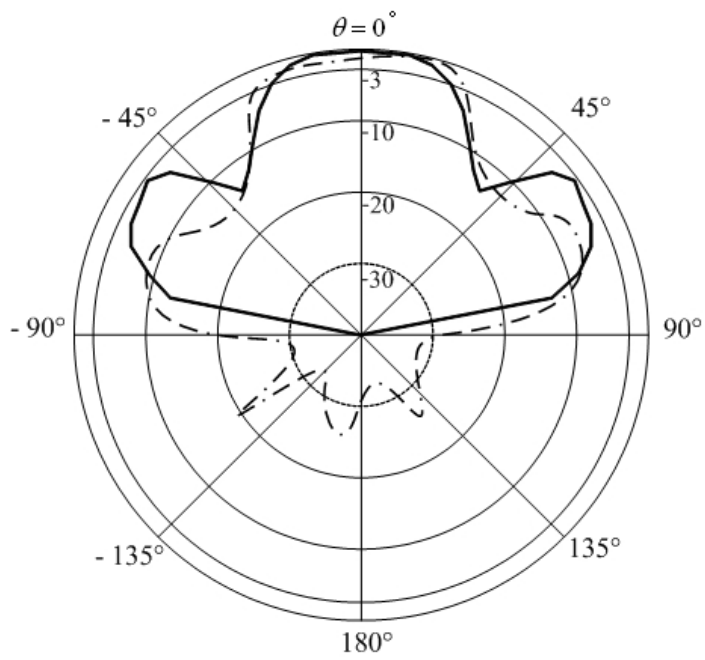


(ค) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz

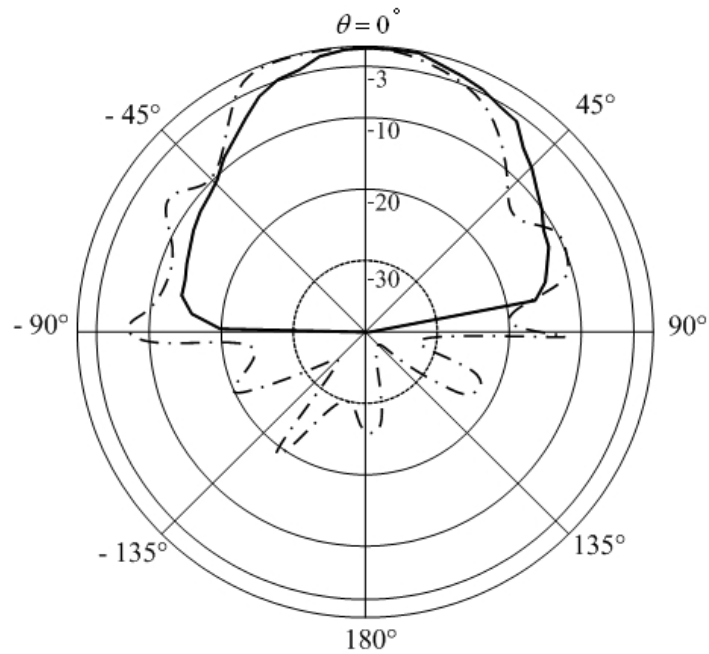




(ง) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz



(จ) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz



(ฉ) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz

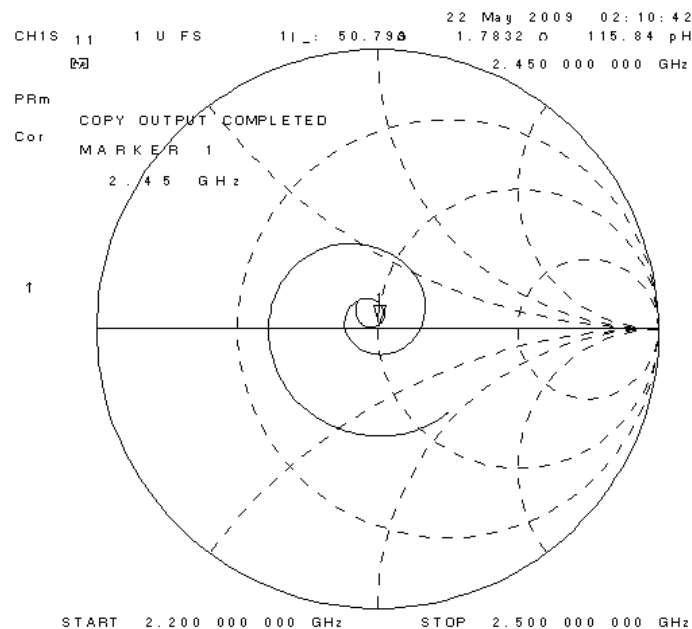
————— FDTD                      - - - - - วัดทดสอบ

รูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล

- (ก) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz
- (ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz
- (ค) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz
- (ง) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz
- (จ) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz
- (ฉ) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz

## 5.6 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

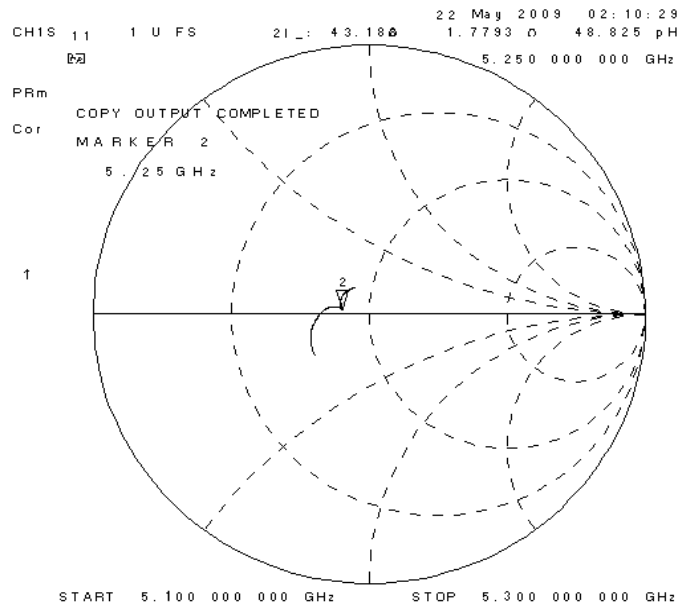
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบโดยทำการแมตซ์ด้วย วงจรแบ่งกำลัง (power divider) ซึ่งอ้างอิงมาจากทฤษฎีการแบ่งกำลังของวิลคินสัน (Wilkinson Divider) ทำหน้าที่ในการป้อนกำลังให้แก่สายอากาศแกลวลำดับต้นแบบ จากรูปที่ 5.10 แสดงผลการ วัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแกลวลำดับต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยที่ความถี่ 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $50.79 + j1.78$  โอห์ม  $43.18 - j1.78$  โอห์ม และ  $48.88 - j9.02$  โอห์ม ดังรูปที่ 5.8ก, 5.8ข, และ 5.8ค. ตามลำดับ



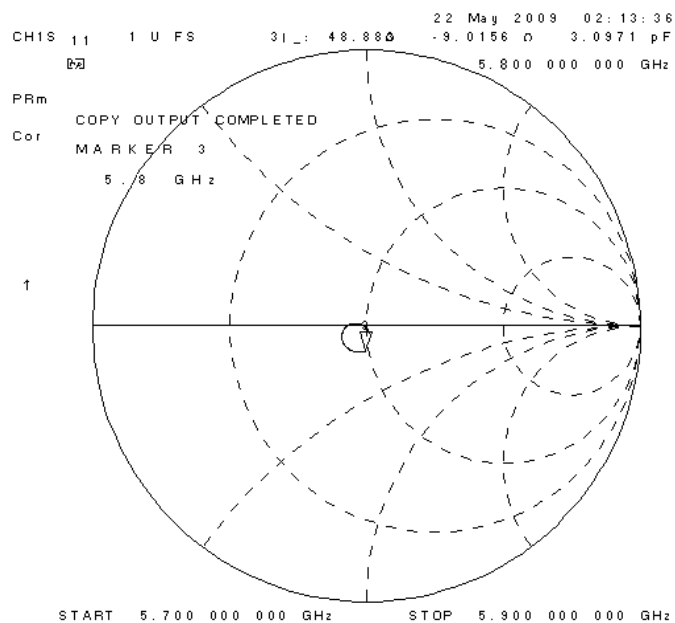
(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 5.10 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจากการวัดทดสอบ (ก) ที่ความถี่ 2.45 GHz

(ข) ที่ความถี่ 5.25 GHz (ค) ที่ความถี่ 5.8 GHz



(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ความถี่ 5.25 GHz

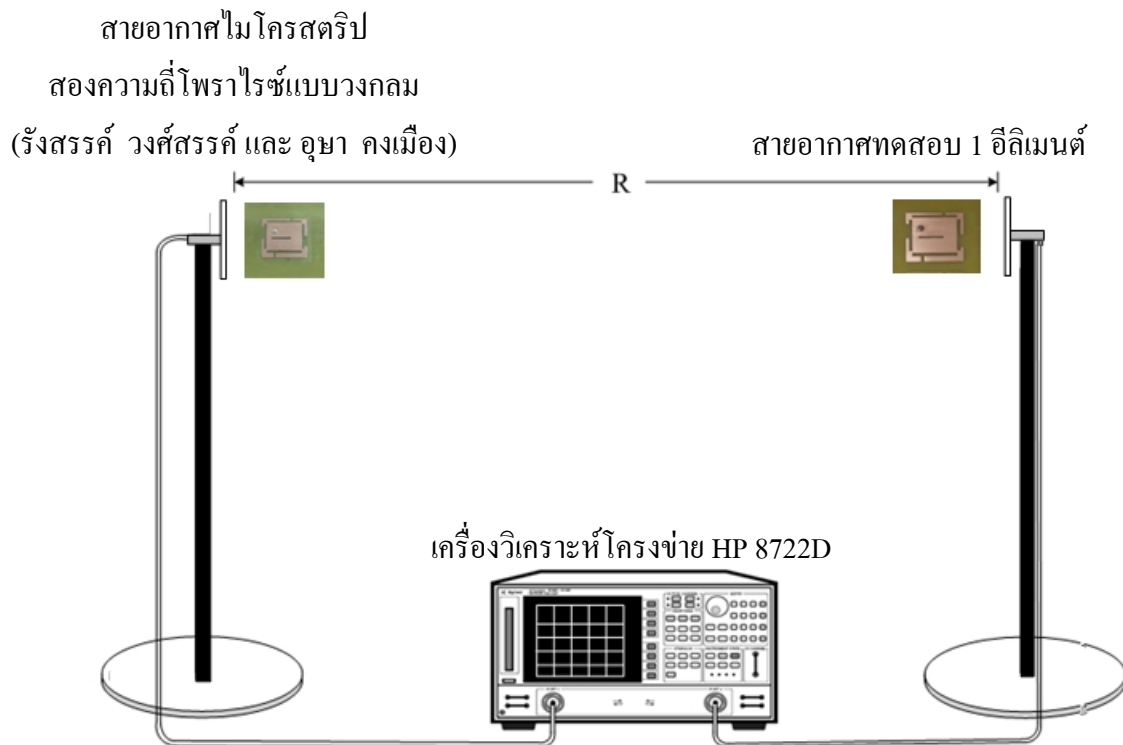


(ค) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ 5.10 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจากการวัดทดสอบ (ก) ที่ความถี่ 2.45 GHz  
 (ข) ที่ความถี่ 5.25 GHz (ค) ที่ความถี่ 5.8 GHz

## 5.7 ผลการวัดทดสอบอัตรายาย

สำหรับการวัดอัตรายายของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบนั้นในขั้นตอนแรกได้ทำการวัดอัตรายายของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที่-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร เพื่อหาอัตรายายของสายอากาศเพียงอีลิเมนต์เดียวแสดงดังรูปที่ 5.11 ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (two-antenna method) ที่มีลักษณะเหมือนกันสำหรับการวัดทดสอบ โดยตัวหนึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและอีกตัวหนึ่งที่เหลือจะเป็นสายอากาศภาครับ



รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศหนึ่งอีลิเมนต์

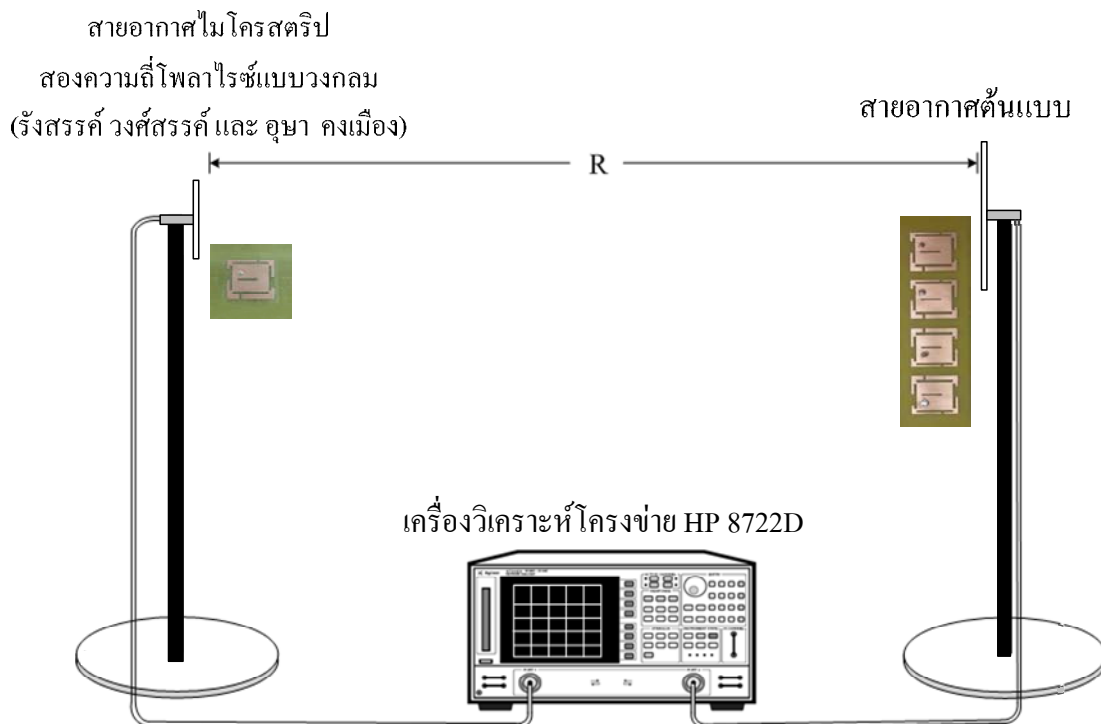
จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหา ค่าอัตราขยายของสายอากาศหนึ่งอีลิเมนต์ โดยสมการการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (5.4)$$

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.5)$$

โดยที่	$P_t$	คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง
	$P_r$	คือ กำลังที่รับได้จากสายอากาศภาครับ
	$G_{dB}$	คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับเมื่อสายอากาศตัวทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน
	$G_t$	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
	$G_r$	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ
	$R$	คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

จากสมการ (5.4) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที่-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 3.71 dB 3.35 dB และ 6 dB ที่แถบความถี่ 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8GHz ตามลำดับ และในขั้นตอนต่อมาได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศแฉว ลำดับต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.12 โดยกำหนดให้สายอากาศไมโครสตริปด้วยที่-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรมาเป็นสายอากาศภาคส่งและสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบเป็นสายอากาศภาครับ ซึ่งได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวัดกำลังไฟฟ้าที่รับได้โดยกำหนดระยะทางระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่ใช้ในการวัดทดสอบเท่ากับ 164 เซนติเมตร ทั้งที่ความถี่ 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8 GHz มีกำลังด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่งเท่ากับ -10 dB และเมื่อนำค่าที่วัดได้  $P_r$  แทนค่าลงในสมการ (5.5) จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบจากการวัดทดสอบ ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.12 วิธีการวัดทดสอบอัตรายของสายอากาศแถวลำดับดัดแบบ

ตารางที่ 5.2 ค่าอัตรายจากการวัดทดสอบสายอากาศแถวลำดับดัดแบบ

ความถี่ (GHz)	อัตราย (dB)
2.45	7.2
5.25	9.3
5.80	12

## 5.8 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงการออกแบบ การสร้าง และการวัดทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับดัดแบบ ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณ และผลจากการวัดทดสอบว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ค่าอิมพีแดนซ์ และอัตราย พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ค่าอิมพีแดนซ์ และอัตรายมีผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และจากการวัดทดสอบคล้ายคลึงกัน สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

แถวลำดับต้นแบบในสนามระยะไกลมีผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D จากระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาและการวัดทดสอบคล้ายคลึงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการประมวลผล ความละเอียดในการคำนวณเชิงเลข ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง โดยในการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D จากระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาและการวัดทดสอบได้แสดงกราฟเปรียบเทียบทั้งหมดไว้ในภาคผนวก ค



## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลแบบไม่สมมาตร ซึ่งได้นำสายอากาศมาจัดแถวลำดับแบบ  $1 \times 4$  เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ทำการปรับแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีความสมมาตรด้วยการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิคโพลที่อยู่บนแต่ละด้านของสายอากาศ และนอกจากนี้ได้ทำการศึกษาระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา (Finite Difference Time Domain method : FDTD) ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขที่ให้ผลเฉลยมาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทั้งยังเป็นวิธีที่สามารถวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่มีรูปร่างซับซ้อนได้หลากหลายรูปแบบ สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นในวิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์หาอัตราขยายสูงสุดของสายอากาศแถวลำดับ ด้วยการปรับเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศไมโครสตริปที่เหมาะสม และวิเคราะห์ถึงการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิคโพลบนแต่ละด้านของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร

สำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับในวิทยานิพนธ์นี้ ในเบื้องต้นได้นำสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลแบบไม่สมมาตรมาจัดแถวลำดับแบบ  $1 \times 4$  ซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศไมโครสตริปที่เหมาะสมจะส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายสูงสุด จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิคโพลที่อยู่บนแต่ละด้านของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร โดยได้เลือกใช้โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแถวลำดับก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบและการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 และคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลแบบไม่สมมาตรซึ่งถูกวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา FDTD คือ แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากผลรวมของสนาม เริ่มต้นที่การหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามระยะใกล้และอยู่ในโดเมนของเวลา โดยในการวิเคราะห์นั้นจะไม่มีกรขยายโดเมนในการคำนวณออกไปเพื่อหาสนามระยะไกล แต่จะใช้สนามระยะใกล้ที่วิเคราะห์ได้มาทำการแปลงให้เป็นสนามระยะไกล ซึ่งรายละเอียดของวิธีการทดลอง

การวิเคราะห์ และผลการทดลองได้แสดงไว้โดยละเอียดแล้วในบทที่ 4 และบทที่ 5 จากตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร ซึ่งเมื่อพิจารณาความกว้างแถบที่ได้จากความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายที่ตั้งเป้าหมายไว้ นั่น และอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกันพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

จากการออกแบบทำให้ได้ความกว้างแถบที่สามารถครอบคลุมได้ทั้งสามแถบความถี่สำหรับการประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	แถบที่ 2.45 GHz	แถบที่ 5.25 GHz	แถบที่ 5.8 GHz
ความกว้างแถบ (FDTD)	(2.41-2.51 GHz) 100 MHz	(5.22-5.38 GHz) 160 MHz	(5.54-5.94 GHz) 400 MHz
ความกว้างแถบ (วัดทดสอบ)	(2.38-2.54 GHz) 160 MHz	(4.98-6.31 GHz) 1330 MHz	
อัตราขยาย (dB) (IE3D)	7.5	9.6	12.2
อัตราขยาย (dB) (วัดทดสอบ)	7.2	9.3	12

## 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากบทสรุปจะพบว่าในวิทยานิพนธ์สายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรได้ถูกสร้างจากวัสดุฐานรองของ FR-4 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกค่าต่ำจึงอาจทำให้สายอากาศมีขนาดใหญ่กว่าความต้องการ หากนำไปประยุกต์สร้างบนวัสดุฐานรองอื่นที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงกว่าเพื่อลดขนาดของสายอากาศลงมา อีกทั้งเป็นการทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศที่มีต่อวัสดุฐานรองอีกด้วย ในการออกแบบและวิเคราะห์ขนาดของกราวด์นำมาพิจารณาน้อยมาก เนื่องจากวิธีวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD มีข้อจำกัดเรื่องของรูปแบบเซลล์ของ Yee ที่มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมลูกบาศก์ซึ่งต้องแบ่งเซลล์ให้มีขนาดเล็กเพื่อให้ครอบคลุมและเกิดประโยชน์ต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานอื่นที่หลากหลายยิ่งขึ้น และง่ายต่อความเข้าใจถึงวิธีการ ควรมีการเปลี่ยนรูปแบบไฟล์จาก DXF ไปเป็นไฟล์ที่สามารถทำงานร่วมกับ FDTD ได้เลยและมีการเชื่อมโยงข้อมูลที่ได้จากการจำลองให้เป็นรูปกราฟฟิก GUI (Graphic User Interface) เพื่อพัฒนาโปรแกรมให้ใกล้เคียงกับโปรแกรมสำเร็จรูปที่ราคาแพงและ

ทำให้มองเห็นภาพวิธีการวิเคราะห์ที่ง่ายต่อความเข้าใจพฤติกรรมของคลื่น สายอากาศแถวลำดับให้อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโพลดแบบไม่สมมาตรสามารถประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g จะเป็นการดีอย่างยิ่งหากได้มีการนำโครงสร้างของสายอากาศนี้ไปประยุกต์ใช้งานจริงเพื่อพัฒนาสายอากาศต้นแบบนี้ให้มีความสามารถในการเลื่อนแถบความกว้างได้ ซึ่งสามารถพัฒนาต่อไปได้ขึ้นอยู่กับความสนใจและการประยุกต์ใช้งานในอนาคต

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบ รวมถึงผลการวิเคราะห์และผลการทดลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์เป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าในเรื่องของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และวิธีการวิเคราะห์เชิงเลขของผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา ทั้งในรูปแบบโครงสร้างในวิทยานิพนธ์นี้ รวมถึงโครงสร้างแบบอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องต่อไป

## รายการอ้างอิง

- อุษา คงเมือง. (2546). สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซิงเชิงวงกลม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- ดวงอาทิตย์ ศรีมูล. (2544). การศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบ ต่อเนื่อง โดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์ และ ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์. (ม.ป.ป.). คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์. (2552). วิศวกรรมสายอากาศ. สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- Aanandan, C.K., and Nair, K.G. (1986). Compact Broadband Microstrip Antenna. **Electronics Letters**. 31 : 1310-1312.
- Antar, Y. M. M., Ittipiboon, A. I, Bhattachatyaa, A. K. (1995). A Dual-Frequency Antenna Using a Single Patch and An Inclined Slot. **Microwave and Optical Technology Letters**. 8(6) : 309-310.
- Berenger, J. P. (1994). Perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave. **J. Computat. Phys**. 114 : 185-200.
- Croq, F., and Pozar, D. (1992). Multifrequency Operation of Microstrip Antennas Using Aperture Coupled Parallel Resonators. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation** AP-40(11) : 1367-1374.
- Dahele, J. S., Lee, K. F., and Wong, D. P. (1987). Dual Frequency Stacked Annular-Ring Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-35(11):1281-1285.
- James, J.R., and Hall, P.S. (1989). **Handbook of Microstrip Antenna**. Vol.1. London.
- Kraus, J.D. (1988). **Antennas**. McGra-Hill. New York.
- Laheurte, J., Katehi, L.P.B., and Rebeiz, G.M. (1994). CPW-fed slot antennas on multilayered dielectric substrates. **24<sup>th</sup> European Microwave Conf. Proc.** 1 : 887-892.

- Lee, R.Q., Lee, K.F., and Bobinchak, J. (1987). Characteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna. **Electronics Letters**. 23 : 1070-1072.
- Long, S. A., Walton, M. D. (1979). A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-27(3) : 1281- 1285.
- Maci, S., Biffi, G., and Gentili, G. (1993). Single-Layer Dual-Frequency Patch Antenna. **Electronics Letters**. 29(16).
- Maci, S., Gentili, G. B., Piazzesi, P., and Salvador, C.(1995). A Dual Band Slot-Loaded Patch Antenna. **IEE Proceedings H**.142(3) : 225-232.
- Maci, S., Gentiti, G.B., Piazzesi, P., and Salvador, C. (1995). Dual-band slot-loaded patch antenna. **Proc. Inst. Elect. Eng.** 142 : 225-232.
- Mirshekar-Syankal, D., and Hassani, H. R.(1993). Characteristics of Stacked Rectangular and Triangular Patch Antennas for Dual Band Application. **IEE 8th International Conference on Antennas and Propagation**.
- Murakami, Y., Chujo, W., Chiba, I., Frujise, M. (1993). Dual Slot Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation. **Electronics Letters**. 29,22, 28 : 1906-1907
- Richards, W. F., Davidson, S. E., Long, S. A.(1985). Dual-Band Reactively Loaded Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-33(5) : 556-560.
- Sanchez-Hernandez, D., and Robertson, I. D. (1995). Analysis and Design of a Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-43(2) : 201-205.
- Schaubert, D. H., Ferrar, F. G., Sindoris, A., and Hayes, S. T. (1981). Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-29(1) : 118-123.
- Schneider, J. B., and Shlager, K. (2002). **Finite-difference time-domain literature database**. [Online]. Available : [www.fdttd.org](http://www.fdttd.org).
- Taflove, A. (1995). **Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method**. Boston USA Artech House.
- Taflove, A. (1998). **Advances in Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method**. Boston USA Artech House.
- Taflove, A, and Hagness, S. (2001). **Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method**. 2<sup>nd</sup> ed. Boston USA Artech house.

- Wang, J., Fralich, R., Wu, C., and Litva, J. (1990). Multifunctional Aperture Coupled Stack Antenna. **Electronics Letters**. 26, 25 : 2067-2068.
- Waterhouse, R. B., Shuley, N. V. (1992). Dual Frequency Microstrip Rectangular Patches. **Electronics Letters**. 28(7) : 606-607
- Yang, K., and Wong, K. (2001). Dual-Band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. 49(3) : 377-381.
- Yazidi, M. L., Himdi, M., and Daniel, J. P. (1993). Aperture Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation. **Electronics Letters**. 29(17).
- Yee, K. S. (1966). Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. 4(8) : 302-307.
- Zurcher, J.F., and Gardiol, F.E. (1995). **Broadband Patch Antenna**. Artech House Inc. Norwood. Massachusetts.

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

## รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

### ก.1 สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations)

สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์สำหรับตัวกลางต่อเนื่อง จะมีดังต่อไปนี้

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (\text{ก-1})$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (\text{ก-2})$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (\text{ก-3})$$

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma^* H_x = \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (\text{ก-4})$$

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma^* H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (\text{ก-5})$$

$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (\text{ก-6})$$

### ก.2 สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับวิธี FDTD

นำเสนอสมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าของสนามใน FDTD บนสมการมาตรฐานแมกซ์เวลล์



### ก.2.1 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามไฟฟ้า

จากสมการต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่นำมาคูณกับสมการปรับเวลาของสนามไฟฟ้าวิธี FDTD สำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำ โดยใช้  $m$  เป็นดัชนีแทนวัสดุและกำหนด  $\varepsilon(m) = \varepsilon_r \varepsilon_0$

$$C_a(m) = \left(1 - \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-7})$$

$$C_{bx}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta x}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-8})$$

$$C_{by}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta y}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-9})$$

$$C_{bz}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta z}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-10})$$

### ก.2.2 สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าสนามไฟฟ้ากับวิธี FDTD

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_x$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i+1/2, j, k) &= C_a(m)E_x^n(i+1/2, j, k) \\ &+ C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \end{bmatrix} \\ &- C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ -H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ก-11})$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย จะได้

$$\begin{aligned}
E_x^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_x^n(i, j, k) \\
&+ C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i, j-1, k) \end{bmatrix} \\
&- C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_y^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-12}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_y$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j+1/2, k) &= C_a(m)E_y^n(i, j+1/2, k) \\
&+ C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k-1/2) \end{bmatrix} \\
&- C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-13}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย จะได้

$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_y^n(i, j, k) \\
&+ C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix} \\
&- C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-14}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_z$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k + 1/2) &= C_a(m)E_z^n(i, j, k + 1/2) \\
&+ C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j, k + 1/2) \\ -H_y^{n+1/2}(i - 1/2, j, k + 1/2) \end{bmatrix} \\
&- C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j - 1/2, k + 1/2) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-15}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ต่างๆ จะได้

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_z^n(i, j, k) \\
&+ C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_y^{n+1/2}(i - 1, j, k) \end{bmatrix} \\
&- C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j - 1, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-16}$$

### ก.2.3 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามแม่เหล็ก

จากสมการต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่นำมาคูณกับสมการปรับเวลาของสนามไฟฟ้าตามวิธี FDTD สำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำ โดยใช้  $m$  เป็นดัชนีแทนวัสดุและกำหนด  $\mu(m) = \mu_r \mu_0$

$$D_a(m) = \left(1 - \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \tag{ก-17}$$

$$D_{bx}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta x}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \tag{ก-18}$$

$$D_{by}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta y}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \tag{ก-19}$$

$$D_{bz}(m) = \left( \frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta z} \right) / \left( 1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)} \right) \quad (\text{ก-20})$$

#### ก.2.4 สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าสนามแม่เหล็กกับวิธี FDTD

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_x$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) &= D_a(m)H_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i, j+1/2, k+1) \\ -E_y^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix} \\ &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i, j+1, k+1/2) \\ -E_z^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ก-21})$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย จะได้

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_x^{n-1/2}(i, j, k) \\ &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i, j, k+1) \\ -E_y^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\ &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i, j+1, k) \\ -E_z^n(i, j, k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ก-22})$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_y$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) &= D_a(m)H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\
&+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i+1, j, k+1/2) \\ -E_z^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \\
&- D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i+1/2, j, k+1) \\ -E_x^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-23}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียน โปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย จะได้

$$\begin{aligned}
H_y^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_y^{n-1/2}(i, j, k) \\
&+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i+1, j, k) \\ -E_z^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\
&- D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i, j, k+1) \\ -E_x^n(i, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-24}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_z$  ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= D_a(m)H_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
&+ D_{by}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i+1/2, j+1, k) \\ -E_x^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix} \\
&- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i+1, j+1/2, k) \\ -E_y^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-25}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียน โปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย จะได้

$$\begin{aligned}
H_z^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_z^{n-1/2}(i, j, k) \\
&+ D_{by}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i, j+1, k) \\ -E_x^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\
&- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i+1, j, k) \\ -E_y^n(i, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-26}$$

### ก.3 สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าของสนามในตัวกลาง PML

จะทำการกำหนดสมการ FDTD ในตัวกลาง PML และค่าคงที่

#### ก.3.1 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามไฟฟ้าในตัวกลาง PML

สมการดังต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่ใช้กับสมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าของสนามไฟฟ้าของวิธี FDTD ในขอบเขต PML

$$C_{ax}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_x(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \tag{ก-27}$$

$$C_{bx}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_x(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_x(lay)\Delta x} \tag{ก-28}$$

$$C_{ay}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_y(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \tag{ก-29}$$

$$C_{by}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_y(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_y(lay)\Delta y} \tag{ก-30}$$

$$C_{az}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_z(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \tag{ก-31}$$

$$C_{bz}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_z(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_z(lay)\Delta z} \quad (ก-32)$$

ที่  $lay$  คือ ลำดับชั้นภายในขอบเขต PML และ  $m$  คือ เอกล็กษณ์ของวัสดุ

ก.3.2 สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่าสนามไฟฟ้าในตัวกลาง PML  
สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{xy}$  ในพิกัดจริง

$$E_{xy}^{n+1}(i+1/2, j, k) = C_{ay}(lay, m)E_{xy}^n(i+1/2, j, k) + C_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ +H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \end{bmatrix} \quad (ก-33)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$E_{xy}^{n+1}(i, j, k) = C_{ay}(lay, m)E_{xy}^n(i, j, k) + C_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{zx}^{n+1/2}(i, j-1, k) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i, j-1, k) \end{bmatrix} \quad (ก-34)$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{xz}$  ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
E_{xz}^{n+1}(i+1/2, j, k) &= C_{az}(lay, m)E_{xz}^n(i+1/2, j, k) - C_{bz}(lay, m) \\
&\quad \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ +H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ -H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-35}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$\begin{aligned}
E_{xz}^{n+1}(i, j, k) &= C_{az}(lay, m)E_{xz}^n(i, j, k) - C_{bz}(lay, m) \\
&\quad \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k-1) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-36}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{yz}$  ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
E_{yz}^{n+1}(i, j+1/2, k) &= C_{az}(lay, m)E_{yz}^n(i, j+1/2, k) + C_{bz}(lay, m) \\
&\quad \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ +H_{xz}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ -H_{xy}^{n+1/2}(i, j+1/2, k-1/2) \\ -H_{xz}^{n+1/2}(i, j+1/2, k-1/2) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-37}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้



$$E_{yz}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{yz}^n(i, j, k) + C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k-1) \\ -H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-38})$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{yx}$  ในพิกัดจริง

$$E_{yx}^{n+1}(i, j+1/2, k) = C_{az}(lay, m)E_{yx}^n(i, j+1/2, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ +H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_{zx}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-39})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$E_{yx}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{yx}^n(i, j, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{zx}^{n+1/2}(i-1, j, k) \\ -H_{zy}^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-40})$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{zx}$  ในพิกัดจริง

$$E_{zx}^{n+1}(i, j, k+1/2) = C_{az}(lay, m)E_{zx}^n(i, j, k+1/2) + C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ +H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ -H_{yx}^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2) \\ -H_{yz}^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-41})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่ายจะได้

$$E_{zx}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{zx}^n(i, j, k) + C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{yx}^{n+1/2}(i-1, j, k) \\ -H_{yz}^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-42})$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $E_{zy}$  ในพิกัดจริง

$$E_{zy}^{n+1}(i, j, k+1/2) = C_{az}(lay, m)E_{zy}^n(i, j, k+1/2) - C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ +H_{xz}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ -H_{xy}^{n+1/2}(i, j-1/2, k+1/2) \\ -H_{xz}^{n+1/2}(i, j-1/2, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-43})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่ายจะได้

$$E_{zy}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{zy}^n(i, j, k) - C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ +H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_{xy}^{n+1/2}(i, j-1, k) \\ -H_{yz}^{n+1/2}(i, j-1, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-44})$$

### ก.3.3 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามแม่เหล็กในตัวกลาง PML

$$D_{ax}(lay+1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_x^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-45})$$

$$D_{bx}(lay+1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_x^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_x^*(lay+1/2)\Delta x} \quad (\text{ก-46})$$

$$D_{ay}(lay+1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_y^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-47})$$

$$D_{by}(lay+1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_y^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_y^*(lay+1/2)\Delta y} \quad (\text{ก-48})$$

$$D_{az}(lay+1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_z^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-49})$$

$$D_{bz}(lay+1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_z^*(lay+1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_z^*(lay+1/2)\Delta z} \quad (\text{ก-50})$$

ที่  $lay$  คือ ลำดับชั้นภายในขอบเขต PML และ  $m$  คือ เอกลักษ์ณ์ของวัสดุ ในสมการการวนรอบ เพื่อทำการปรับค่าของสนามแม่เหล็ก ซึ่งค่าความนำแม่เหล็กจะถูกตั้งค่าต่างจากค่าความนำของ สนามไฟฟ้าทุก  $1/2 \Delta t$

### ก.3.4 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าสนามแม่เหล็กใน PML

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{xy}$  ในพิกัดจริง

$$H_{xy}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) = D_{ay}(lay, m) H_{xy}^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - D_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i, j+1, k+1/2) \\ +E_{zy}^n(i, j+1, k+1/2) \\ -E_{zx}^n(i, j, k+1/2) \\ -E_{zy}^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (ก-51)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆ จะได้

$$H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{ay}(lay, m) H_{xy}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i, j+1, k) \\ +E_{zy}^n(i, j+1, k) \\ -E_{zx}^n(i, j, k) \\ -E_{zy}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-52)$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{xz}$  ในพิกัดจริง

$$H_{xz}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) = D_{az}(lay, m) H_{xz}^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i, j+1/2, k+1) \\ +E_{yz}^n(i, j+1/2, k+1) \\ -E_{yx}^n(i, j+1/2, k) \\ -E_{yz}^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix} \quad (ก-53)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆ  
จะได้

$$H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{xz}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i, j, k+1) \\ +E_{yz}^n(i, j, k+1) \\ -E_{yx}^n(i, j, k) \\ -E_{yz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-54)$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{yz}$  ในพิกัดจริง

$$H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) = D_{az}(lay, m)H_{yz}^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i+1/2, j, k+1) \\ +E_{xz}^n(i+1/2, j, k+1) \\ -E_{xy}^n(i+1/2, j, k) \\ -E_{xz}^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-55)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆ  
จะได้

$$H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{yz}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i, j, k+1) + E_{xz}^n(i, j, k+1) \\ -E_{xy}^n(i, j, k) - E_{xz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-56)$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{yx}$  ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\
&+ D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i+1, j, k+1/2) \\ +E_{zy}^n(i+1, j, k+1/2) \\ -E_{zx}^n(i, j, k+1/2) \\ -E_{zy}^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (ก-57)
\end{aligned}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$\begin{aligned}
H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i, j, k) \\
&+ D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i+1, j, k) \\ +E_{zy}^n(i+1, j, k) \\ -E_{zx}^n(i, j, k) \\ -E_{zy}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-58)
\end{aligned}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{zx}$  ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
&- D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i+1, j+1/2, k) \\ +E_{yz}^n(i+1, j+1/2, k) \\ -E_{yx}^n(i, j+1/2, k) \\ -E_{yz}^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix} \quad (ก-59)
\end{aligned}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$\begin{aligned}
H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i, j, k) \\
&\quad - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i+1, j, k) \\ +E_{yz}^n(i+1, j, k) \\ -E_{yx}^n(i, j, k) \\ -E_{yz}^n(i, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-60}$$

สมการการวนรอบเพื่อทำการปรับค่า  $H_{zy}$  ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= D_{az}(lay, m)H_{zy}^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
&\quad + D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i+1/2, j+1, k) \\ +E_{xz}^n(i+1/2, j+1, k) \\ -E_{xy}^n(i+1/2, j, k) \\ -E_{xz}^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-61}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย  
จะได้

$$\begin{aligned}
H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) &= D_{az}(lay, m)H_{zy}^{n-1/2}(i, j, k) \\
&\quad + D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i, j+1, k) \\ +E_{xz}^n(i, j+1, k) \\ -E_{xy}^n(i, j, k) \\ -E_{xz}^n(i, j, k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{ก-62}$$

## ภาคผนวก ข

การศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศแถวลำดับให้  
อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลด  
แบบไม่สมมาตรด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D

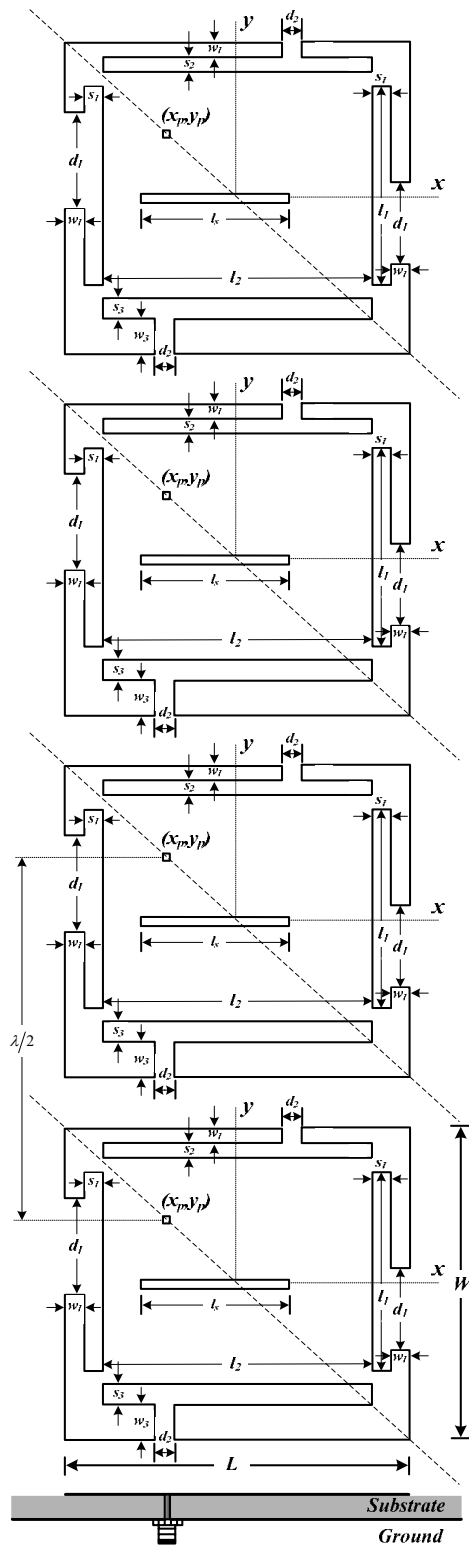




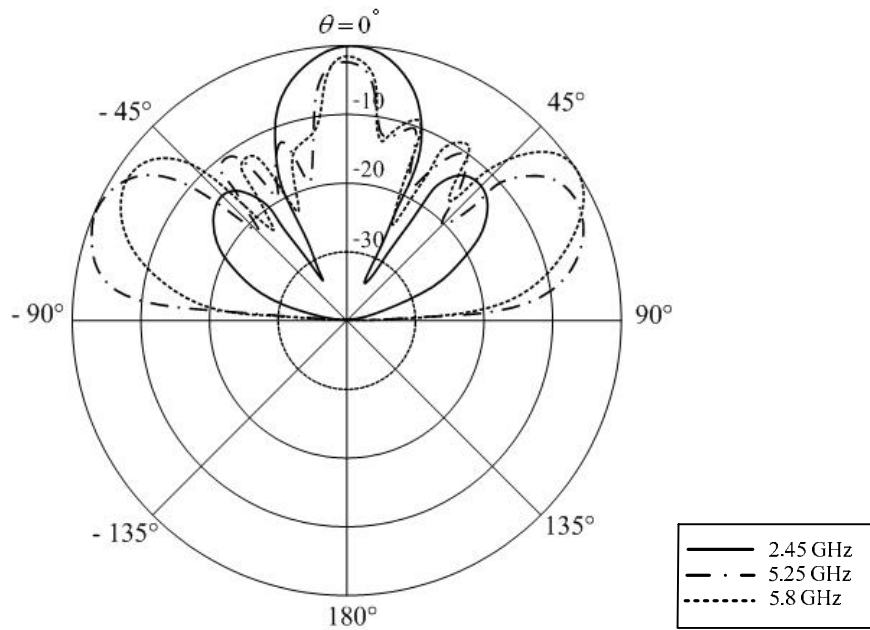
วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำสายอากาศดังกล่าวมาทำการจัดแถวลำดับเพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ และหาวิธีการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีความสมมาตร โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศโดยโปรแกรม IE3D ใช้ในการจำลองปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อวิเคราะห์โครงสร้างของปัญหา และหาคำตอบโดยใช้สมการอินทิกรัลในอากาศแบบสามมิติโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D เป็นโปรแกรมที่มีความถูกต้องเที่ยงตรงของการจำลองผลขึ้นอยู่กับขนาดของกริดเซลล์ ถ้าขนาดของกริดเซลล์ยิ่งเล็กลงจะทำให้มีความถูกต้องแม่นยำเพิ่มมากขึ้น แต่ระยะเวลาใช้ในการจำลองผลก็จะเพิ่มตามมากขึ้นด้วย ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

## ข.2 ศึกษารูปแบบของการจัดแถวลำดับของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิทโหลดแบบไม่สมมาตร

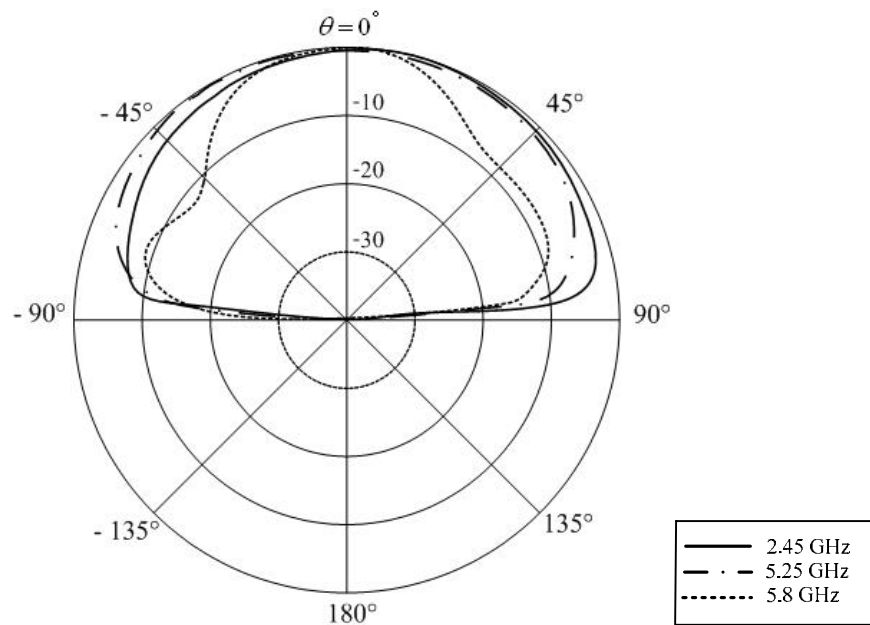
ในการจัดแถวลำดับของสายอากาศนั้นผู้วิจัยได้ทำการออกแบบรูปแบบของแถวลำดับหลายรูปแบบ ได้แก่ แบบ  $2 \times 2$  แบบ  $1 \times 4$  และแบบ  $4 \times 1$  พบว่าการจัดแถวลำดับของสายอากาศแบบ  $1 \times 4$  จะให้อัตราขยายด้านหน้ามากที่สุดและสามารถครอบคลุมพื้นที่ในการใช้งานที่กว้างกว่า รูปที่ ข.2 แสดงการจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิทโหลดแบบไม่สมมาตรแบบ  $1 \times 4$  โดยมีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$  หรือ 61.22 มิลลิเมตร เมื่อพิจารณาผลที่ได้พบว่าการนำสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิทโหลดแบบไม่สมมาตรมาจัดแถวลำดับนั้นทำให้ได้อัตราขยายที่เพิ่มขึ้น แต่แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับมีระดับโหลบข้างที่สูงและไม่สมมาตร แสดงดังรูป ข.3



รูปที่ ข.2 การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรแบบ 1×4



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

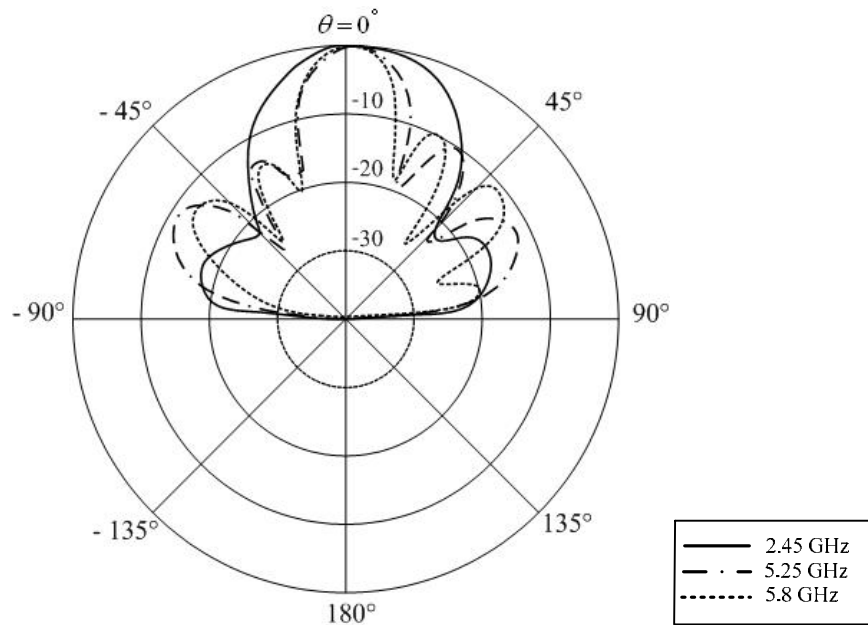


(ข) ระบายสนามไฟฟ้า

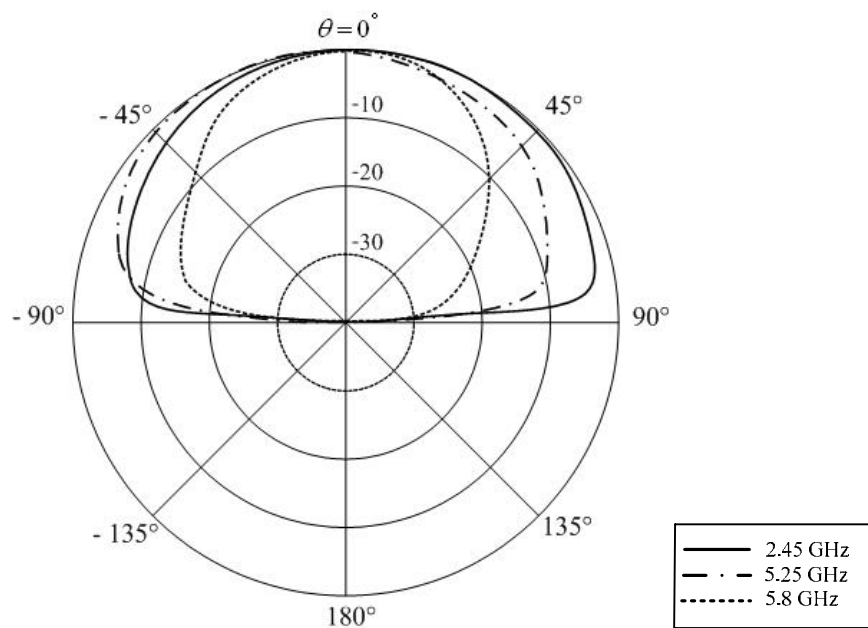
รูปที่ ข.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศ เท่ากับ  $\lambda/2$  (ก) ระบายสนามไฟฟ้า (ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

### ข.3 ศึกษาการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับให้ อัตราขยายด้านหน้าโดยใช้แผ่นไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตร

จากการจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิคโหลดแบบไม่สมมาตรแบบ  $1 \times 4$  โดยมีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/2$  หรือ 61.22 มิลลิเมตร พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับมีระดับโหลบข้างที่สูงและไม่สมมาตร ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศที่เหมาะสมในการจัดแถวลำดับเพื่อลดระดับโหลบข้างและเพื่อปรับปรุงให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับมีความสมมาตร โดยได้กำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับค่าดังต่อไปนี้ คือ  $\lambda$   $\lambda/2$   $\lambda/3$  และ  $\lambda/4$  จากการจำลองผลพบว่าที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/3$  หรือ 40.82 มิลลิเมตร มีระดับโหลบข้างที่ต่ำที่สุด โดยที่ระยะห่างน้อยกว่า  $\lambda/3$  คือ ที่ระยะห่าง  $\lambda/4$  จะทำให้สายอากาศซ้อนทับกัน และที่ระยะห่างมากกว่า  $\lambda/3$  คือ ที่ระยะห่าง  $\lambda$  และ  $\lambda/2$  ยังมีระดับโหลบข้างที่สูงอยู่ ถึงแม้ว่าจะได้ทำการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศที่เหมาะสมในการจัดแถวลำดับแล้ว พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับนั้นได้ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้น โดยมีระดับโหลบข้างที่ลดลง แต่ยังมีลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่สมมาตร รูปที่ ข.4 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/3$  ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีระดับโหลบข้างที่ต่ำกว่ารูปที่ ข.3



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

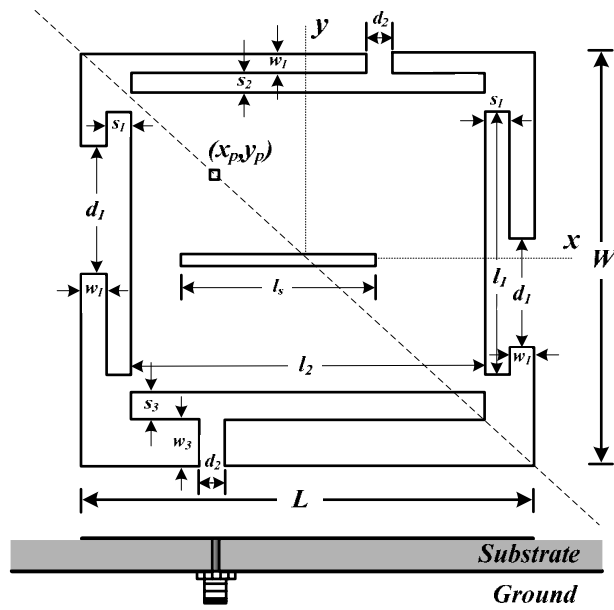


(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

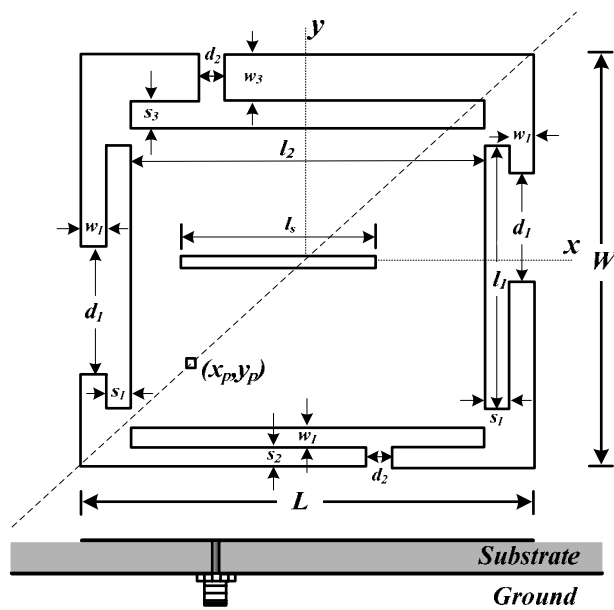
รูปที่ ข.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศ เท่ากับ  $\lambda/3$  (ก) ระบายสนามไฟฟ้า (ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

#### ข.4 ศึกษาการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิดโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศ

จากการจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิดโพลดแบบไม่สมมาตรแบบ  $1 \times 4$  โดยมีระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่ากับ  $\lambda/3$  พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับมีระดับโพลข้างที่ลดลง แต่ยังมีลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่สมมาตร ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิดโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศเพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีความสมมาตร จากการศึกษาการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิดโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศสามารถแบ่งรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิดโพลดแบบไม่สมมาตรได้ 2 รูปแบบ คือ สายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิดโพลดแบบไม่สมมาตรรูปแบบ ก. เป็นสายอากาศรูปแบบเดิมและสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิดโพลดแบบไม่สมมาตรรูปแบบ ข. เป็นสายอากาศที่มีการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิดโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศ รูปที่ ข.5 แสดงการเปรียบเทียบสายอากาศทั้ง 2 รูปแบบ จากการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิดโพลดในแต่ละด้านของสายอากาศดังรูปแบบ ข. จะส่งผลให้เกิดการสลับด้านกันของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อเทียบกับรูปแบบ ก. และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กไม่มีการเปลี่ยนแปลง ยังคงมีลักษณะเหมือนรูปแบบ ก. รูปที่ ข.6 และ ข.7 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปแบบ ก. และสายอากาศรูปแบบ ข. ตามลำดับ



(ก) สายอากาศรูปแบบ ก

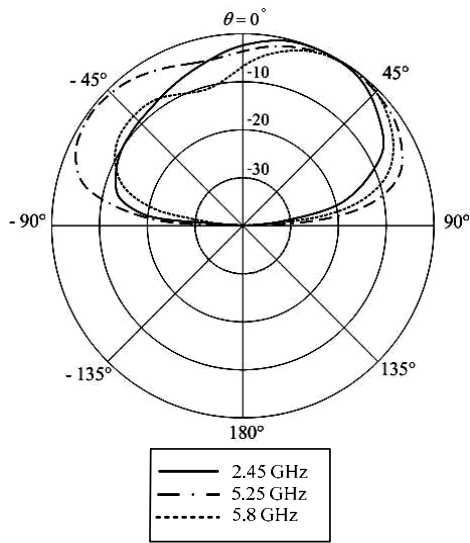


(ข) สายอากาศรูปแบบ ข

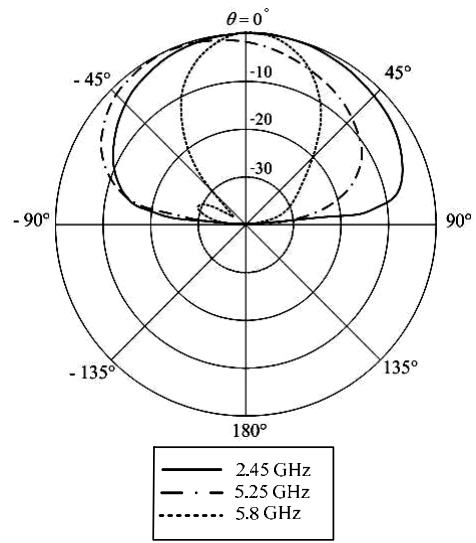
รูปที่ ข.5 การเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรทั้ง 2 รูปแบบ

(ก) สายอากาศรูปแบบ ก (ข) สายอากาศรูปแบบ ข





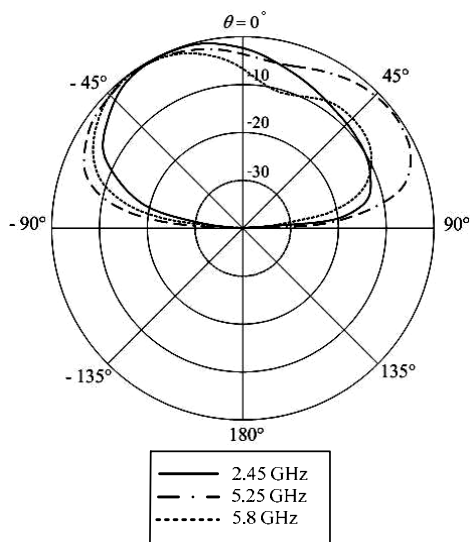
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



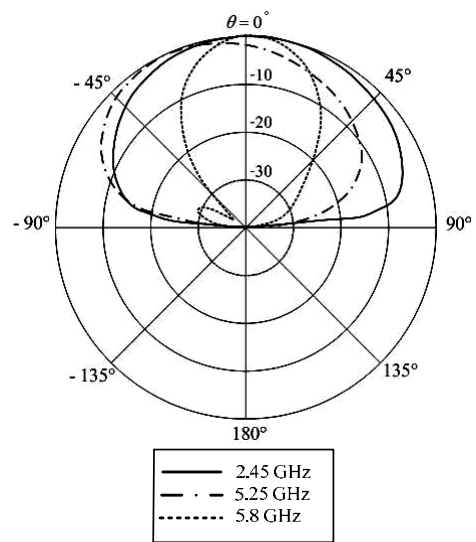
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ ข.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปแบบ ก

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามไฟฟ้า



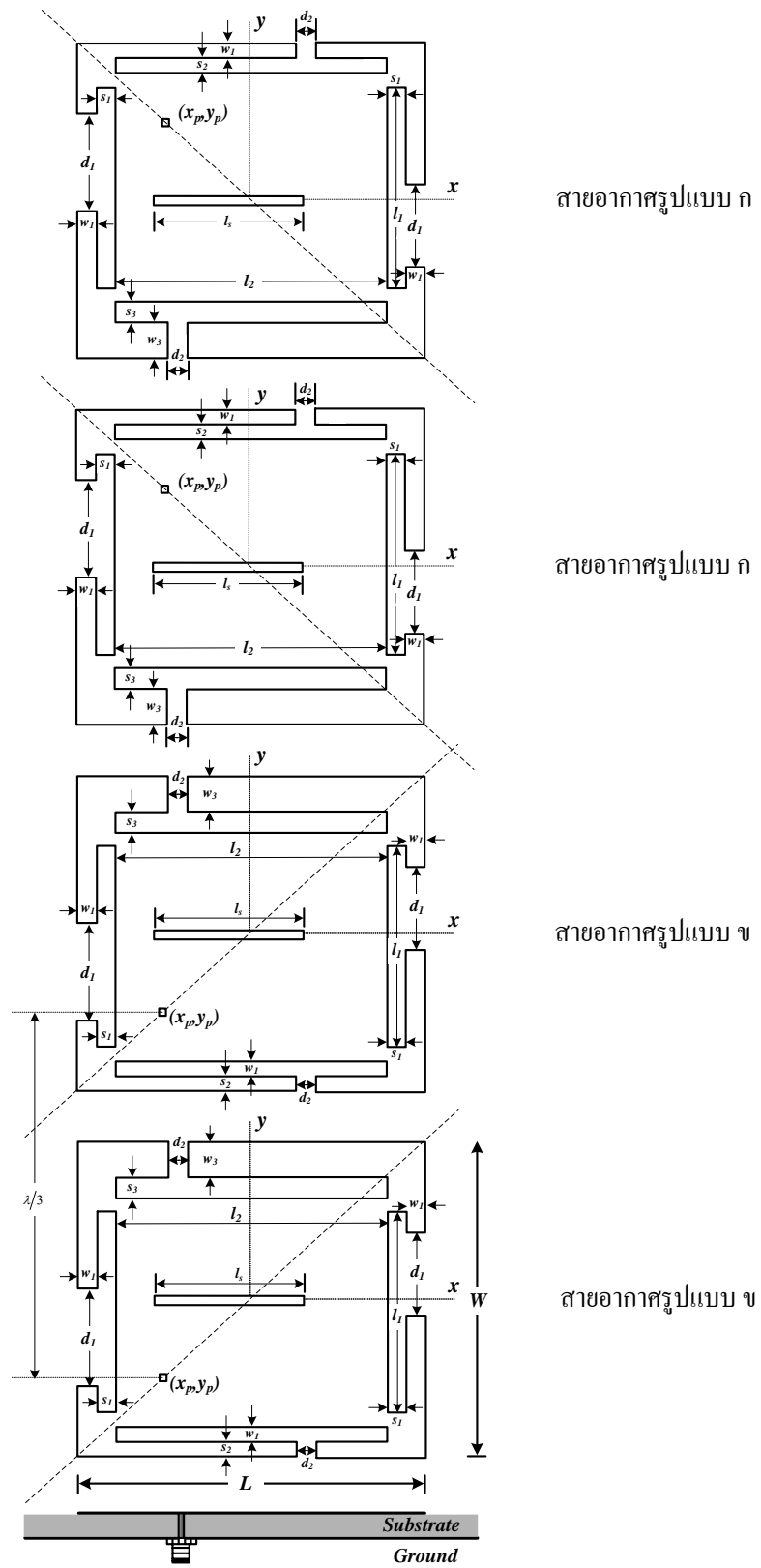
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ ข.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปแบบ ข

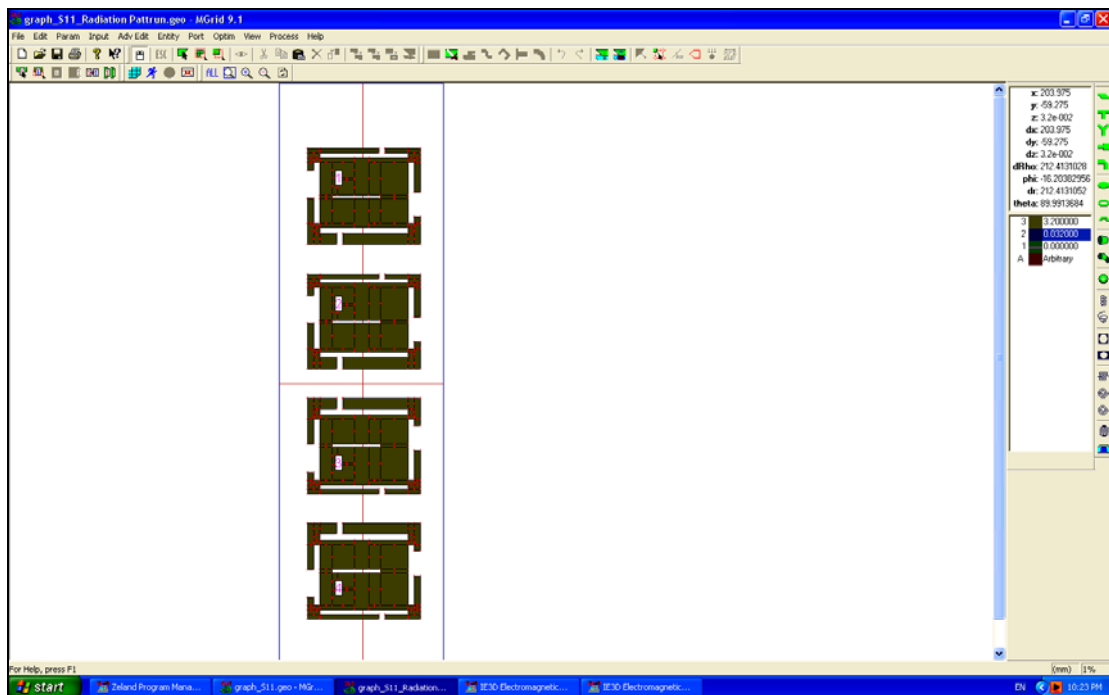
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามไฟฟ้า



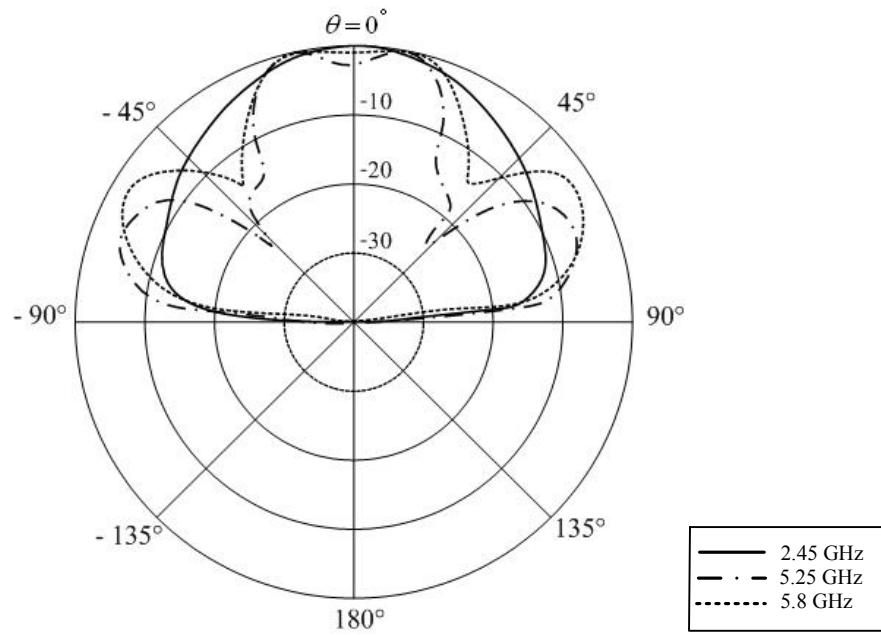
รูปที่ ข.8 การจัดวางแถวลำดับของสาขอากาศแถวลำดับต้นแบบ

จากการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของสลิค โหลดในแต่ละด้านของสายอากาศ ทำให้ได้แนวคิดในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรแบบ  $1 \times 4$  โดยทำการจัดวางสายอากาศไมโครสตริปดังรูปที่ ข.8 และรูปที่ ข.9 แสดงการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D จากการจำลองผลพบว่า สายอากาศแถวลำดับมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ ข.10

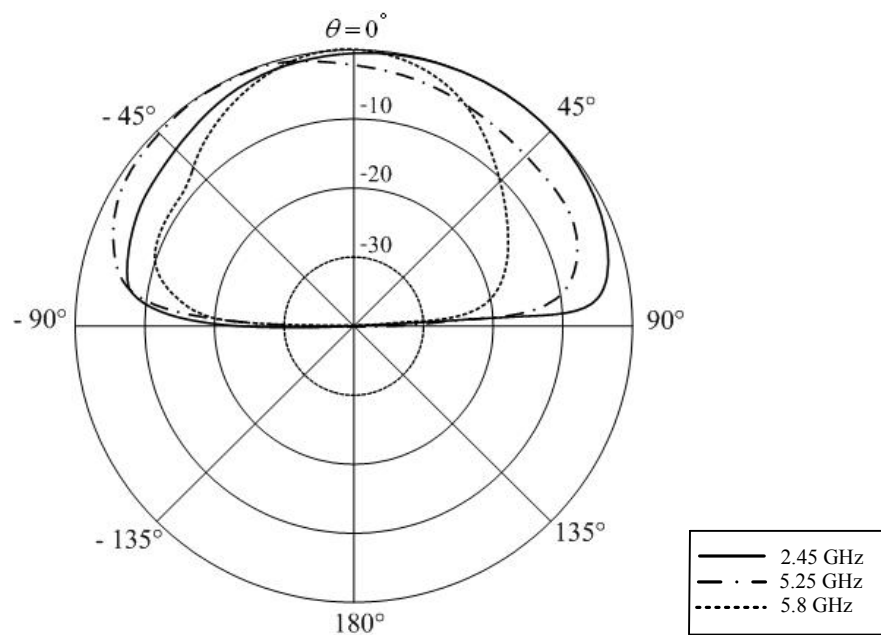
จากหัวข้อที่กล่าวข้างต้น ทำให้ได้สายอากาศแถวลำดับโดยใช้ไมโครสตริปด้วยที-สลิค โหลดแบบไม่สมมาตรที่มีอัตราขยายด้านหน้าและมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร ซึ่งตรงกับวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่ต้องการพื้นที่ให้บริการครอบคลุมเป็นบริเวณกว้างในระนาบอะซิมุท จากนั้นจึงเข้าสู่ขั้นตอนในการสร้างสายอากาศแถวลำดับต้นแบบซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 5



รูปที่ ข.9 การจำลองผลสายอากาศแถวลำดับต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



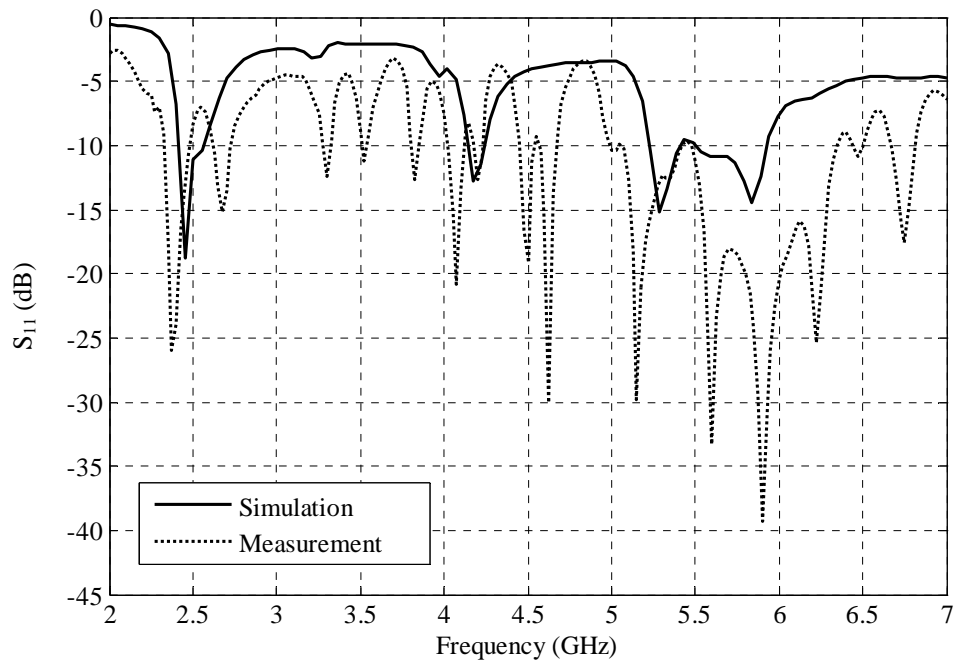
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ ข.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบ

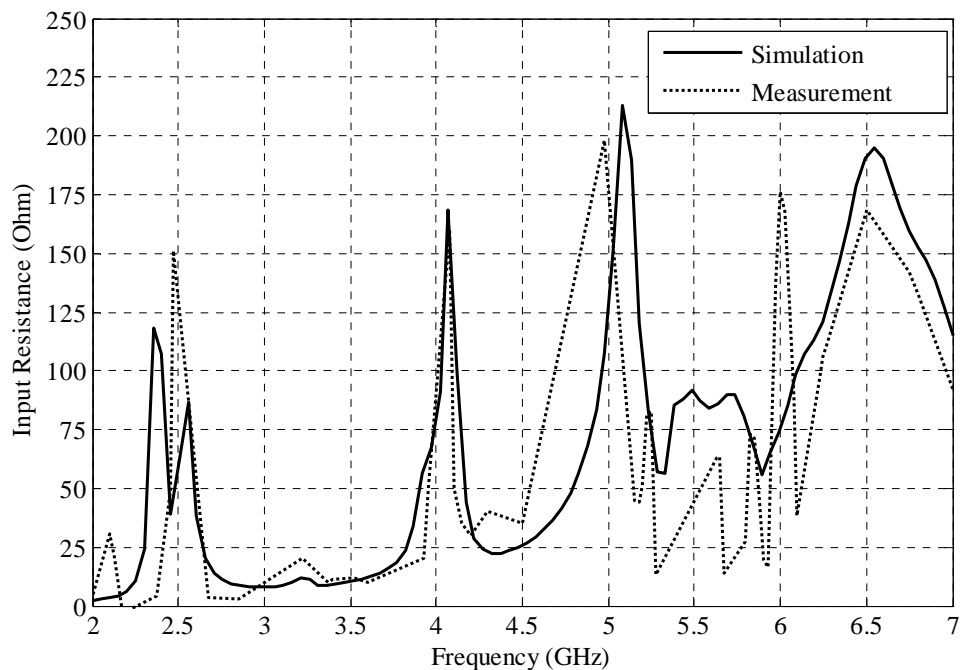
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

## ภาคผนวก ค

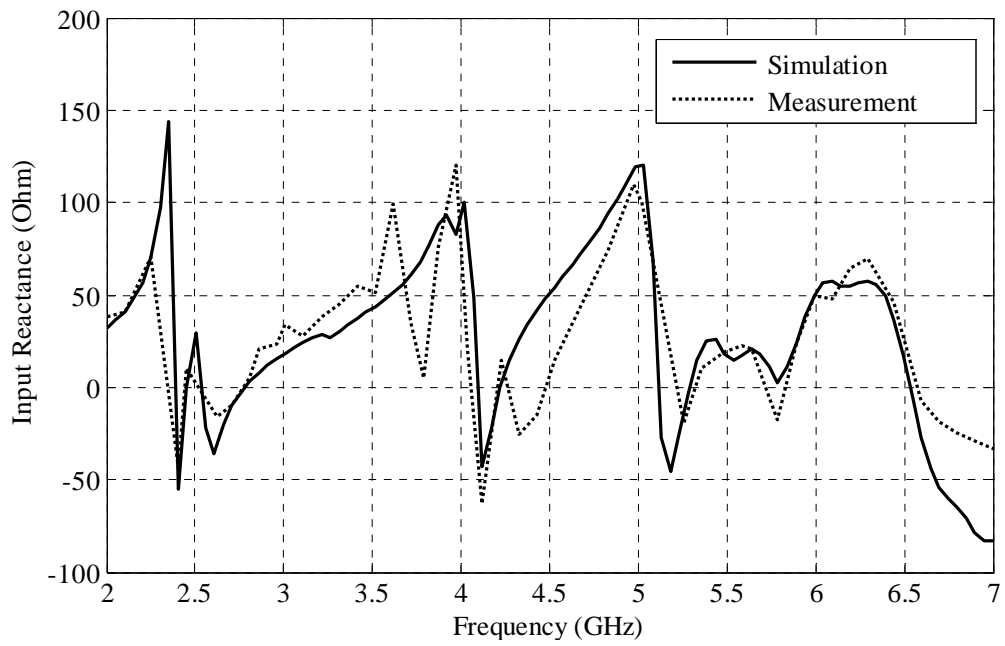
แสดงผลเปรียบเทียบที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D  
การวัดทดสอบ และระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา  
ของสายอากาศแฉวลำดับต้นแบบ



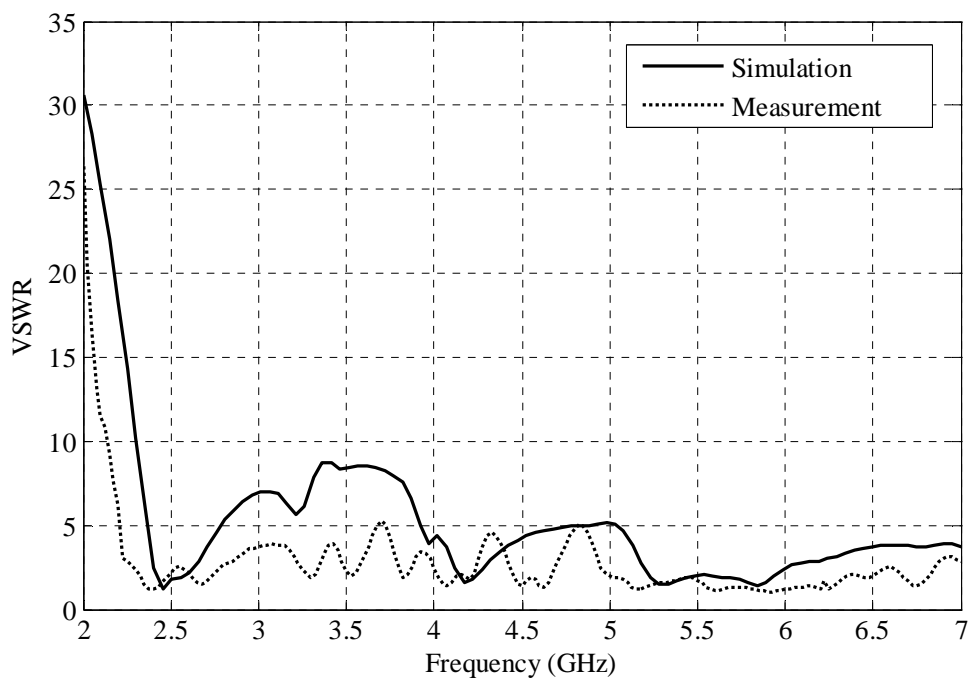
รูปที่ ค.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ



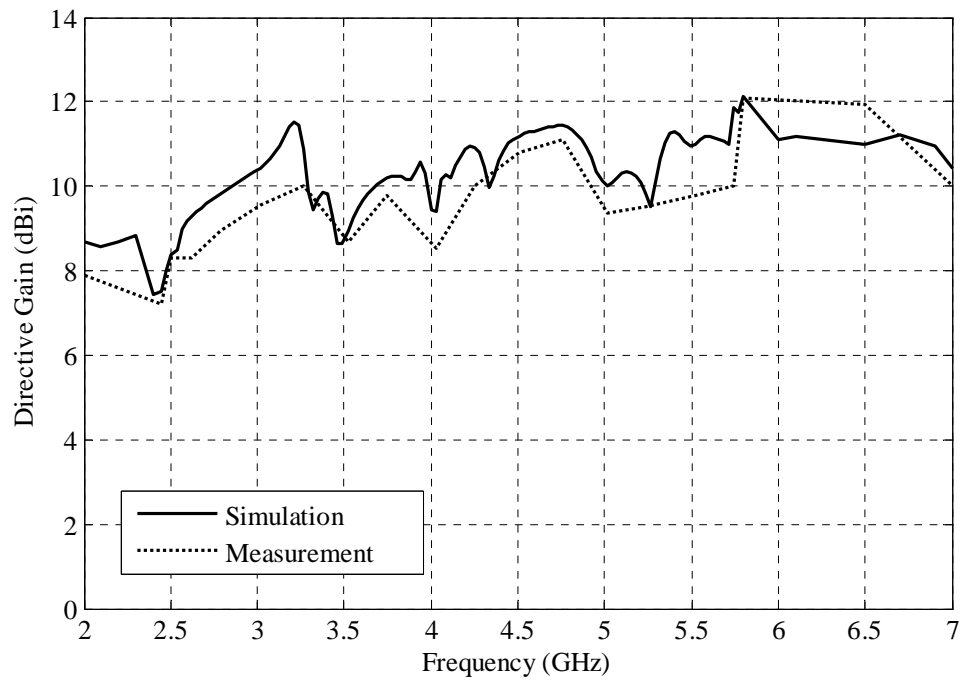
รูปที่ ค.2 ค่าความต้านทานด้านเข้าของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ



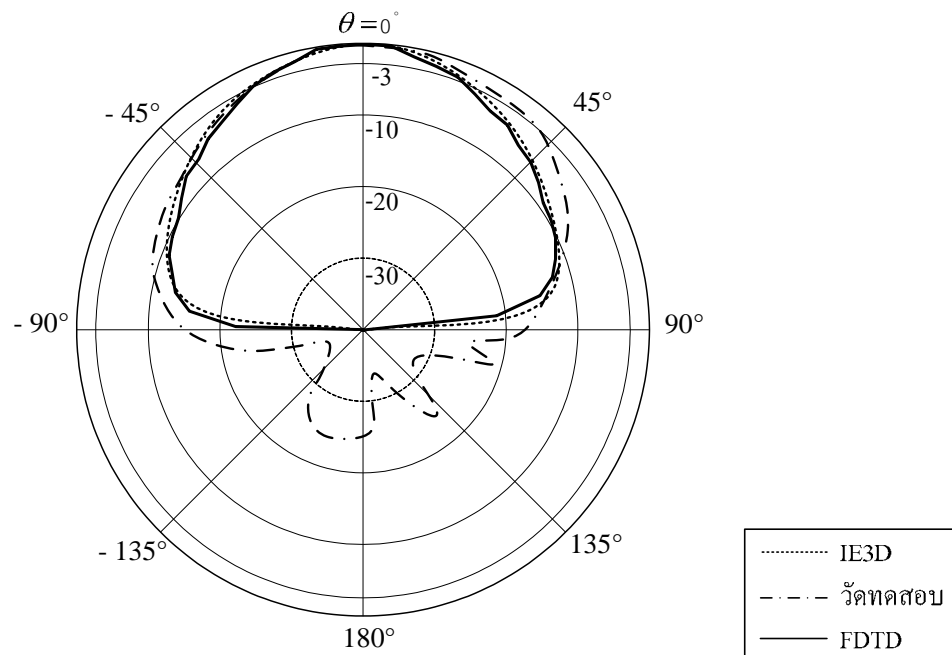
รูปที่ ค.3 ค่ารีแอกแตนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ



รูปที่ ค.4 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ

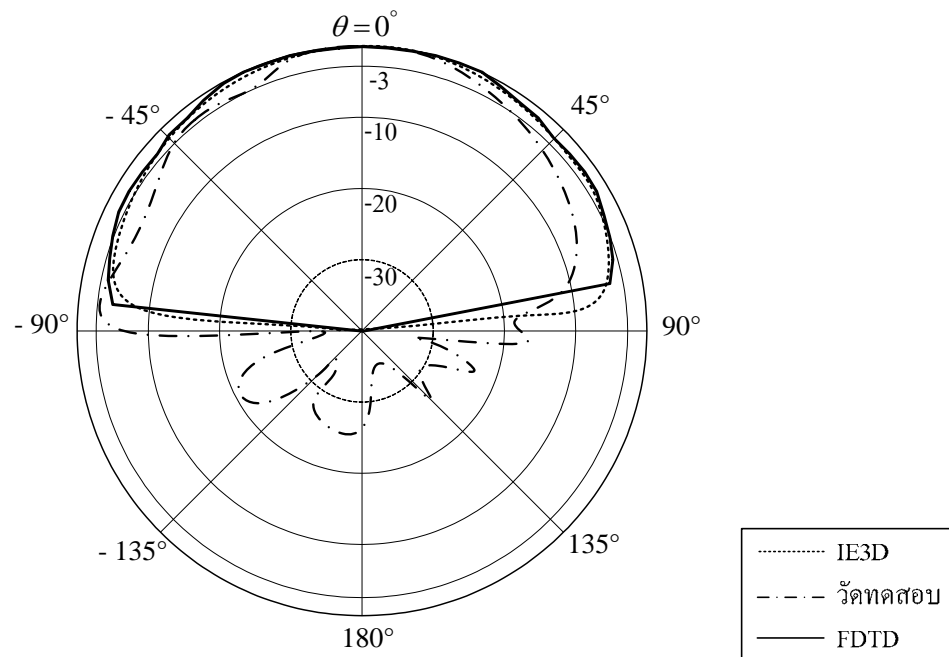


รูปที่ ค.5 ค่าอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และการวัดทดสอบ

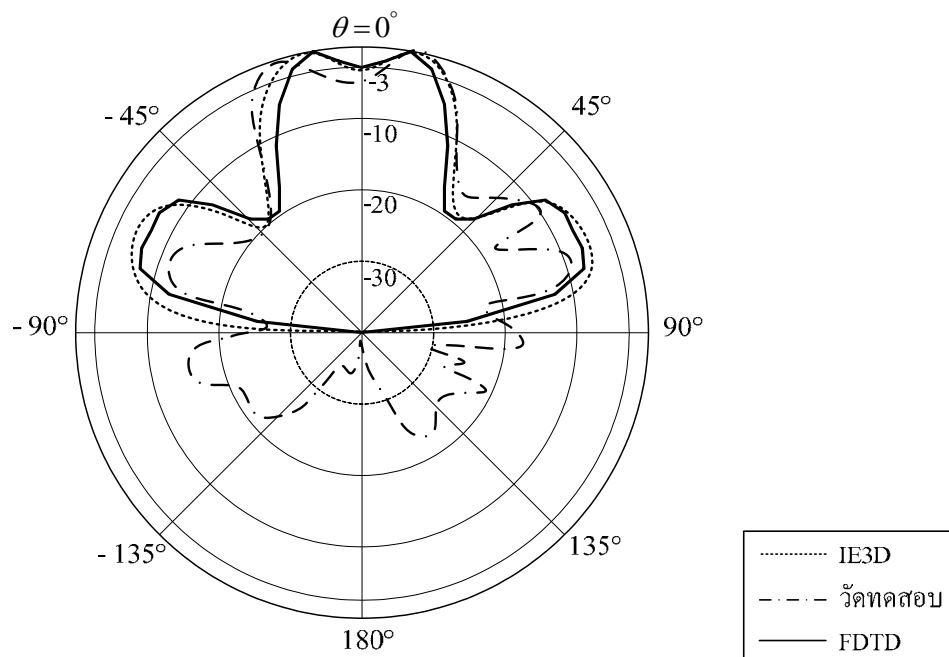


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz

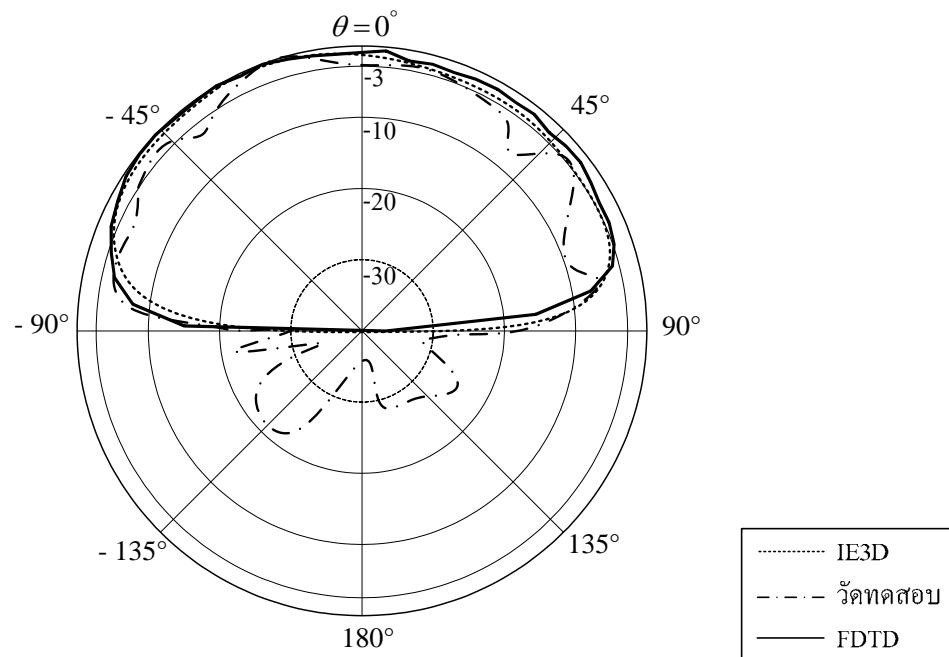




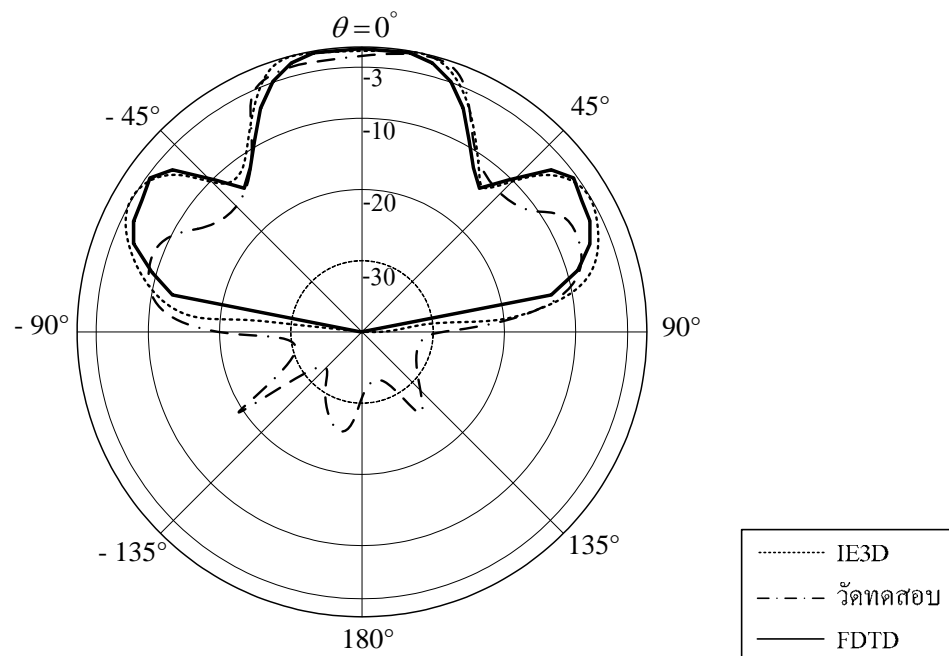
(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz



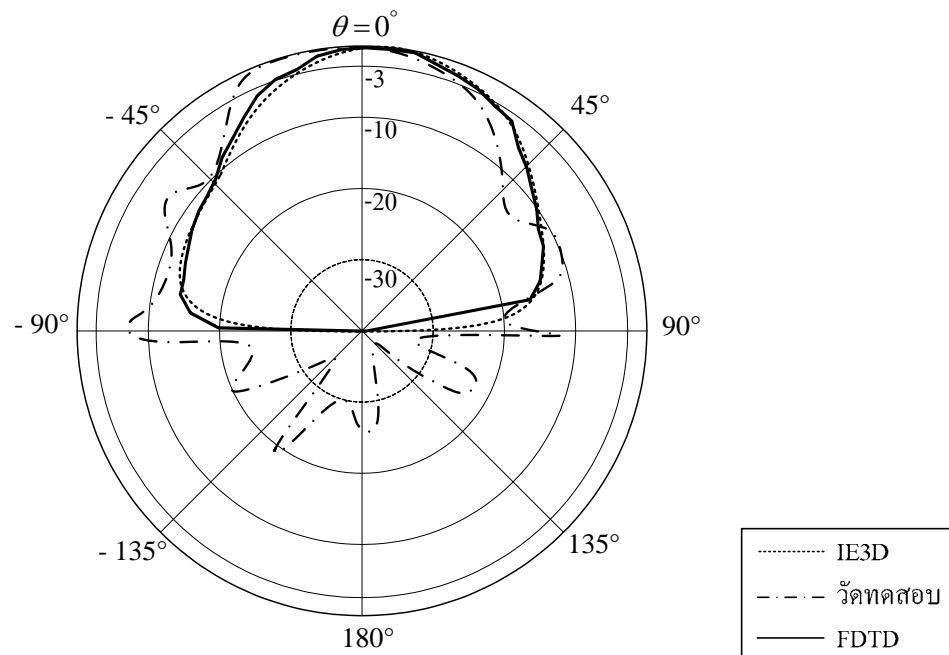
(ค) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz



(ง) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz



(จ) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz



(ฉ) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ ค.6 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล  
ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบและจาก  
ระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

- (ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz
- (ข) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz
- (ค) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.25 GHz
- (ง) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz
- (จ) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz
- (ฉ) ระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz

ภาคผนวก ง

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

## บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan, "Directive Gain Array Antenna using MSA with Asymmetric Tshaped Slit Loads," **12<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Communications**, Heraklion, Greece, July 2008, pp 334-339, ISBN : 978-960-6766-84-8.

S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan, Gain and Pattern Improvement of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads. **WSEAS Transactions on COMMUNICATIONS**, Issue 9, Volume 7, September 2008, pp 922-931, ISSN : 1109-2742.

S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan, Circularly-Polarized Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads. **ISAP2009 International Conference**, Bangkok, Thailand, 21-23 October 2009.

## Directive Gain Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads

S. KAMPEEPHAT, P. KRACHODNOK, M. UTHANSAKUL, AND R. WONGSAN  
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering  
 Suranaree University of Technology  
 111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000  
 THAILAND

*Abstract:* - This paper presents a  $1 \times 4$  array antenna using asymmetric T-shaped slit loaded microstrip antenna (MSA). The antenna consists of a dielectric substrate which is used for the antenna panel and a reflector. A modified array configuration is proposed to further enhance the antenna radiation characteristics and usable bandwidth. The IE3D-based simulation results agree with the experimental results. This proposed panel antenna can be applied to wireless communications.

*Key-Words:* - Array, Directive Gain, Microstrip Antenna, Radiation Patterns

### 1 Introduction

At present, the advance of wireless systems require an increase in bandwidth and sharing in limited frequency bands, particularly in PDC (Personal Digital Cellular Telecommunication System), PHS (Personal Handy-Phone System), IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000), and wireless LAN (Local Area Network) [1]. Several designs of the single feed dual-band microstrip antennas (MSAs) have recently been reported, for example, a dual-band circularly polarized (CP) aperture-coupled stacked microstrip patches [2], a spur-line filter-embedded nearly square microstrip patch [3], a circular microstrip patch with two pairs of arc-shaped slots [4], and a square MSA inserted with four T-shaped slits at the patch edges or four Y-shaped slits at the patch corners [5]. The lattermost one proposed a reactively-load technique using four T-shaped slit loads on each patch edge symmetrically. It is small of size, low of cost, low of profile, and light of weight compared to the work presented in [2]-[4]. Nevertheless, its dual bandwidths of 1.17% and 1.05% are not sufficient to be implemented as well as it is not suggested to be used in any application. Therefore, Wongsan *et al.* [7] reported an alternative technique providing dual-frequency wider bandwidth MSA using a rectangular patch and modifying the dimensions of four T-shaped slit loads asymmetrically. Moreover, The thickness of FR4 substrate was increased from 1.6 mm to 3.2 mm in order to enlarge the lower and higher bands

of this antenna. However, this antenna has low gain and asymmetric radiation pattern.

In this paper, we present an array antenna using the rectangular patch array with asymmetric T-shaped slit loaded MSA. The high gain is presented along with a parametric study based on numerical and experimental results. In addition, the radiation patterns are presented for a modified mirror rectangular patch array configuration. The simulation and analysis for the proposed antennas are performed using the IE3D-based simulations. The measurement results of the gain, the magnitude of  $S_{11}$ , and radiation patterns are also conducted for verification of the simulation results.

Section 2 describes the synthesis of antenna configuration as a rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA and array antenna configuration. In addition, we present details of pattern improvement which are adjusted by element patch spacing and modified by mirror patches. The measured results for the  $1 \times 4$  arrays are reported and compared with the simulated results in section 3. Finally, this paper are concluded in section 4

### 2 Array Antenna Configuration and Numerical Results

Fig. 1 shows the dual-frequency of single-feed slit-loaded rectangular microstrip antenna. The antenna consists of four T-shaped slits inserted at the patch edges. The rectangular patch has a side length  $L$  and

width  $W$ , is printed on a substrate of thickness  $h$  and relative permittivity  $\epsilon_r$ . A narrow center slot of dimensions  $l_s \times w_s (l_s > w_s)$  is embedded in the  $x$ -axis near the patch center of the rectangular patch. A single probe feeds at point  $(x_p, y_p)$  along the diagonal of the patch. For the designed dimensions of four T-shaped slit, the left and right arms have the same dimensions of a narrow width  $s_1$  and a length  $l_1$ . The dimension of each center arm is indicated by  $d_1 \times w_1$  with the different arm width  $d_1 > d_2$ . The dimensions of upper and center arms are of  $s_2 \times l_2$  and  $w_2 \times d_2$  respectively. The dimensions of lower and center arms are of  $s_3 \times l_2$  and  $w_3 \times d_2$  respectively. Using those dimensions, the operating frequency is higher.

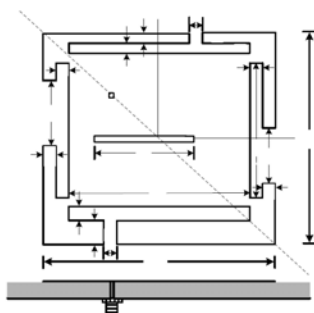


Fig.1 Dual-frequency rectangular microstrip antenna with asymmetric T-shaped slit loads.

Moreover, it is found that both shifting a narrow slot out of the patch center along the negative  $x$ -axis and increasing the height of substrate can increase bandwidths to cover the required ISM (Industrial Sciences Medicine) bands.

An asymmetric T-shaped slit loaded antenna has the following parameters:  $\epsilon_r = 4.4$ , ground-plane size  $= 7.5 \times 7.5 \text{ mm}^2$ ,  $h = 1.6$ ,  $(x_p, y_p) = (-8.25, 6.275)$ ,  $L = 36.87$ ,  $W = 31.232$ ,  $d_1 = 2.14$ ,  $d_2 = 0.067$ ,  $w_1 = 1.511$ ,  $w_2 = 2.015$ ,  $w_3 = 3.525$ ,  $w_s = 1.007$ ,  $l_s = 15.830$ ,  $l_1 = 19.948$ ,  $l_2 = 28.603$ ,  $s_1 = 2.015$ ,  $s_2 = 1.41$  and  $s_3 = 2.017$ . All dimension units are millimeter. By using parameter above, Wongsan *et al.* [7] shown that the resonant frequencies of the asymmetric T-shaped slit loads are 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz, respectively. However, this antenna has low gain and asymmetric radiation pattern.

**2.1 1x4 Array Elements**

To improve radiation characteristics, a rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA was arrayed with element spacing of  $\lambda/2$  to increase the gain as shown in Fig.2. This work proposes the design of asymmetric T-shaped

slit loaded MSA which is modeling  $1 \times 4$  array. As reported in Table1, the simulation results show that gains of array antenna are increased up to 7 dBi, 9 dBi, and 12 dBi for the first, the second and the third frequency bands, respectively. The simulated radiation patterns of the array antenna at the center of three ISM bands are shown in Fig.3.

From the results, the azimuth patterns (H-plane) were wide. On the other hand, the elevation patterns (E-plane) were narrow which reduce propagation losses in undesired areas. Such microstrip antenna is therefore suitable for wall installation.

Table1 Gain for one and four elements

No. element	2.45 GHz	5.25 GHz	5.8 GHz
One-element [7]	3.98 dBi	3.7 dBi	6.14 dBi
Four-elements	7 dBi	9 dBi	12 dBi

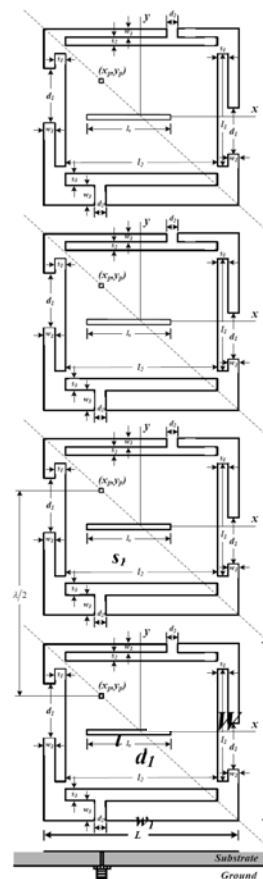
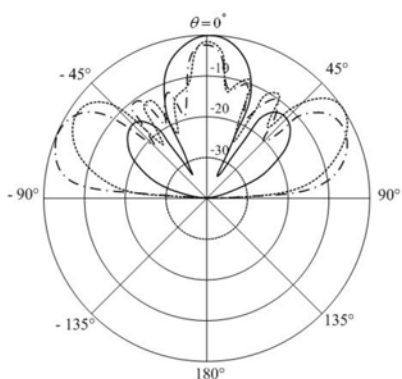
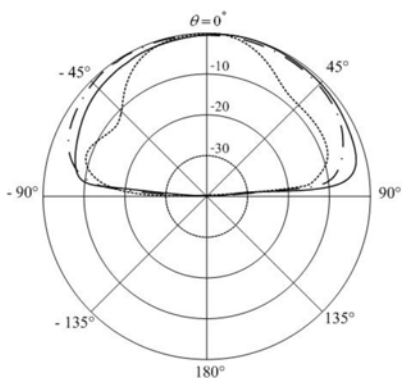


Fig.2 A  $1 \times 4$  array antenna using rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA at element spacing of  $\lambda/2$ .



(a) E-plane



(b) H-plane

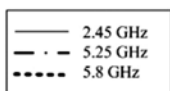


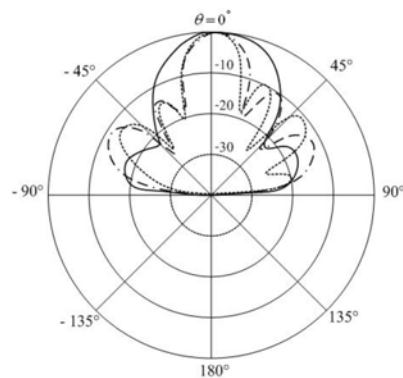
Fig.3 Simulated radiation patterns at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz for element spacing of  $\lambda/2$ .

**2.2 Radiation Patterns Improvement by adjustment of Patch Spacing**

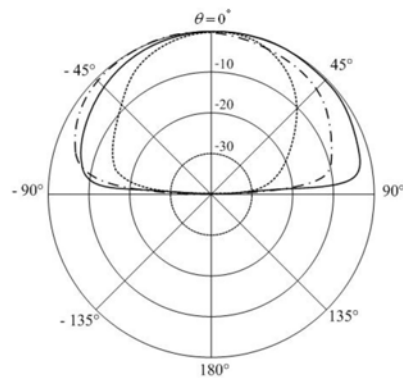
Although array element spacing of  $\lambda/2$  can increase gain, radiation pattern in E-plane is very narrow beamwide. Therefore, this array antenna can not cover the required area. In addition, if its spacing is shorter than  $\lambda/3$ , patch antennas are overlapped and if its spacing wider than  $\lambda/2$ , the radiation patterns is higher sidelobe level. Thus, the appropriate space between the patch considered here is decreased from  $\lambda/2$  to  $\lambda/3$  (40.816 mm).

Fig.4 shows the radiation patterns of the array antenna at distance  $\lambda/3$  by using the IE3D-based

simulations. We found that adjustment of patch spacing to  $\lambda/3$  can provide the compared with the case of better radiation pattern  $\lambda/2$ .



(a) E-plane



(b) H-plane

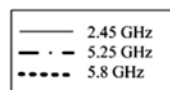


Fig. 4 Simulated radiation pattern at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz for element spacing of  $\lambda/3$ .

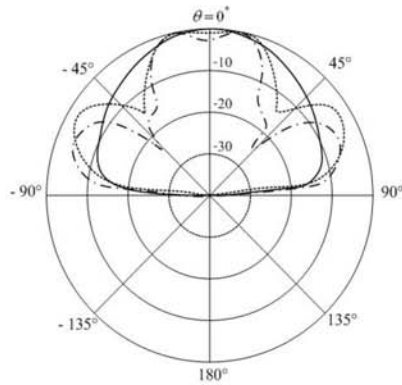
**2.3 Radiation Patterns Modification by Mirror of Patches**

Since arrayed with  $\lambda/3$ , the radiation patterns are asymmetric. Then modification array antenna using mirror of patch improves the radiation patterns to symmetric as shown in Fig 5, moreover, its radiation patterns cover the required area.

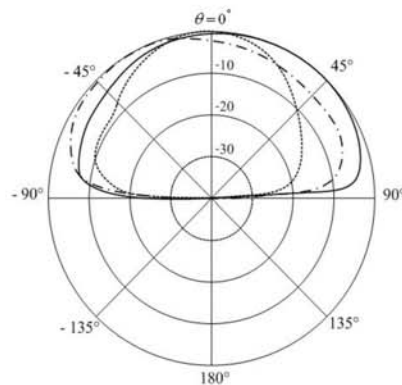
This paper proposes two methods of radiation patterns improvement. First, we propose an



adjustment of patch spacing to  $\lambda/3$  which can decrease sidelobe levels. We then propose a modification of array antennas using mirror of patch to achieve symmetric radiation patterns.



(a) E-plane



(b) H-plane



Fig. 5 Radiation Patterns Modification by Mirror of Patches

### 3 Experimental Results

In order to implement this concept, the rectangular microstrip array antenna with asymmetric T-shaped slit loads is designed and fabricated as show in Fig.6. The thickness of FR4 substrate is 3.2 mm which is fabricated using two layer of 1.6 mm FR4 PCB which can result in a gap. The proposed antenna is fed with a 50  $\Omega$  SMA

connector and connected to an HP8722D network analyzer in order to test the reflection coefficients. From Fig.7, it can be clearly seen that the measured reflection coefficients are superimposed with the simulated ones and the good agreement. The simulation results show that at the lower frequency band (2.403-2.57 GHz), its bandwidth is equal to 167 MHz, at the middle and higher frequency band (5.221-5.456 GHz), its bandwidth is equal to 235 MHz, (5.658-5.96 GHz), its bandwidth is equal to 302 MHz, respectively. Also, the measured result show that at the lower frequency band (2.38-2.536 GHz), its bandwidth is equal to 156 MHz, the middle and higher frequency band (4.979-6.308 GHz), its bandwidth is equal to 1.33 GHz. Both of them can cover the required three ISM bands. The measured and simulated far-field radiation patterns of the proposed antenna at the center of three ISM bands are 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz shown in Fig.8. It can be seen that similar radiation patterns for three operating frequency bands are in good agreement.



Fig.6 Proposed rectangular microstrip array antenna with asymmetric T-shaped slit loads.

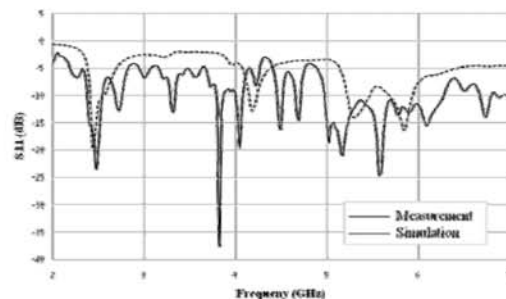
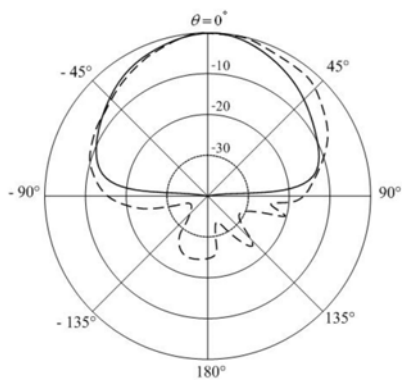
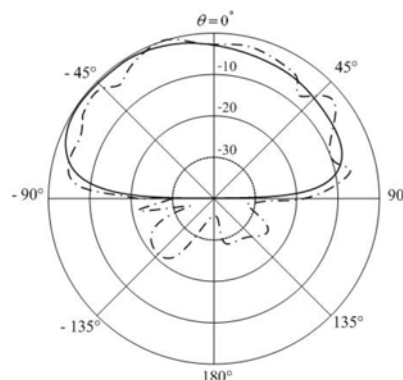


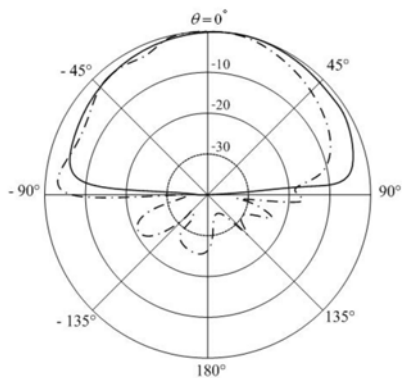
Fig.7 Measured and simulated reflection coefficients.



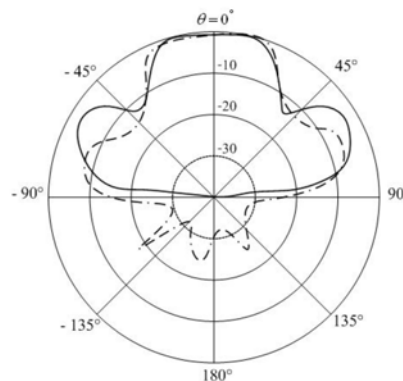
(a) E-plane at 2.45 GHz



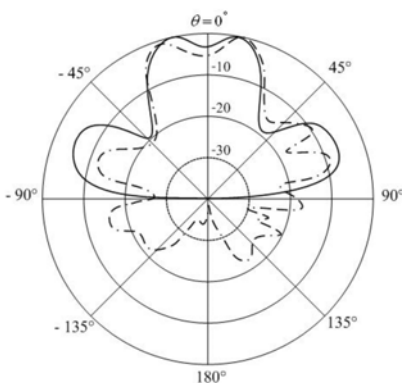
(d) H-plane at 5.25 GHz



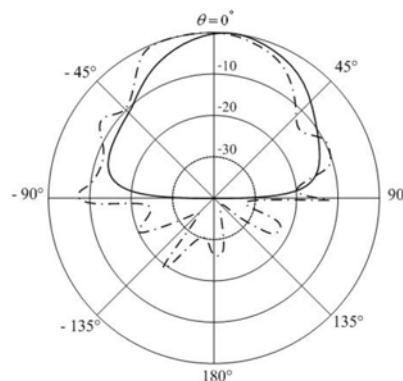
(b) H-plane at 2.45 GHz



(e) E-plane at 5.8 GHz



(c) E-plane at 5.25 GHz



(f) H-plane at 5.8 GHz

— Simulation      - - - Measurement

Fig.8 Measured and simulated far-field radiation pattern at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz.

From the results of patterns modification by mirror of patches, we found that at the lower frequency band, its gain and radiation patterns are better, furthermore, sidelobe is reduced, at middle frequency band and at the higher frequency band, its radiation patterns have higher sidelobe level that causes of gain decreased.

#### 4 Conclusion

In this paper, a array antenna using rectangular MSA with asymmetric T-shaped slit loaded is proposed for increasing gain. From the simulation results shows that, then, the array element spacing are adjusted from  $\lambda/2$  to  $\lambda/3$ , covering the required area is increased. In addition, the modification by mirror of patches can improve the radiation patterns to symmetric. The experimental results are in good agreement with the simulation results. Finally, this proposed antenna as panel antenna which can be applied to wireless communications.

#### 5 Acknowledgement

The authors would like to express their acknowledgements to Prof. Prayoot Akkaraekthalin, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand, supporting the IE3D Zeland Software for simulation.

#### References:

- [1] H. Toshikazu, "Broadband/Multiband Printed Antenna", *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.5, May 2005, pp. 1809-1817.
- [2] D.M. Pozar and S.M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.45, 1997, pp. 1618-1625.
- [3] D. Sanchez-Hemamdez, G. Passiopoulos, M. Ferrando, E. Reyes, and I. D. Robertson, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna with a single feed", *Electron. Lett.*, Vol.32, 1996, pp. 2296-2298.
- [4] G. B. Hsieh, M. H. Chen, and K. L. Wong, "Single feed dual-band circularly polarized microstrip antenna", *Electron. Lett.*, Vol.32, 1998, pp. 1170-1171.
- [5] K.P. Yang, K.L Wong., "Dual-band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna", *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, AP-49, 3, March 2001, pp. 377-382.
- [6] James, J.R., and P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antenna*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1989 ch. 1
- [7] R. Wongsan and U. Kongmuang, "Bandwidth Analysis of Dual-band Asymmetric T-shaped Slit-Loaded MSA Using FDTD", ISAP2007, 2007, pp. 310-313.

## Gain and Pattern Improvements of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads

S. KAMPEEPHAT, P. KRACHODNOK, M. UTHANSAKUL, AND R. WONGSAN  
School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering  
Suranaree University of Technology  
111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000  
THAILAND  
M5040100@g.sut.ac.th, rangsan@sut.ac.th

**Abstract:** - This paper presents a  $1 \times 4$  array antenna using asymmetric T-shaped slit loaded microstrip antenna (MSA). The antenna consists of four MSAs align vertically on a dielectric substrate and ground plane. This antenna will be utilized in WLAN applications as the commercial panel antenna. A modified array configuration is proposed to further enhance the antenna radiation characteristics and usable bandwidth. The desired patterns of array are improved by adjusting the array element spacing from  $\lambda/2$  down to  $\lambda/3$ . Moreover, alternating of the slit loads positions on each side of some patches in array can control the directive patterns to be symmetric shapes. The measured results of the radiation pattern, input impedance, return loss, VSWR, directive gain, and are also conducted for verification of the IE3D-based simulated results. With good agreement between the simulated and measured results and accordance of the requirements, therefore, this proposed panel antenna is appropriate for the wireless applications.

**Key-Words:** - Array Antenna, Directive Gain, Microstrip Antenna, Radiation Patterns, Slit Load

### 1 Introduction

At present, the advance of wireless systems require an increment in bandwidth and sharing in limited frequency bands, particularly in PDC (Personal Digital Cellular Telecommunication System), PHS (Personal Handy-Phone System), IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000), and WLAN (Wireless Local Area Network) [1]. The popular antennas for WLAN access point are linear dipole, slot array, and microstrip antenna [2]-[4]. These antennas will be usually placed at the well of rooms or buildings. Several designs of the single feed dual-band Microstrip Antennas (MSAs) have recently been reported, for example, a dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip patches [5], a spur-line filter-embedded nearly square microstrip patch [6], a circular microstrip patch with two pairs of arc-shaped slots [7], a broad-band U-Shaped PLFA with dual band capability for Bluetooth and WLAN [8], and a square MSA inserted with four T-shaped slits at the patch edges or four Y-shaped slits at the patch corners [9]-[10]. The lattermost one proposed a reactively-load technique which is using four T-shaped slit loads on each patch edge symmetrically. It is small of size, low of cost, low of profile, and light of weight compared to the work

which are presented in [5]-[7]. Nevertheless, its dual bandwidths of 1.17% and 1.05% are not sufficient to be implemented as well as it is not suggested to be used in any application. Therefore, Wongsan *et al.* [12] reported an alternative technique providing dual-frequency wider bandwidth MSA using a rectangular patch and modifying the dimensions of four T-shaped slit loads asymmetrically. Moreover, the thickness of FR4 substrate was increased from 1.6 mm to 3.2 mm in order to enlarge the lower and higher bands of this antenna. However, the antenna has low directive gain and asymmetric radiation pattern.

In this paper, we present an array antenna using the rectangular patch array with asymmetric T-shaped slit loaded MSA. The high directive gain is presented along with a parametric study based on numerical and experimental results. In addition, the radiation patterns are presented for a modification by alternating the slit loads positions on each side of rectangular patches array configuration. The simulation for the proposed antennas are performed by using the IE3D-based simulations. The measured results of the radiation pattern, input impedance, return loss, VSWR, directive gain are also conducted for verification of the simulated results.

Section 2 describes the array antenna configuration using a rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA and numerical results. In addition, we present details of pattern improvement which are adjusted by element patch spacing and modified by alternating the slit loads positions on each side of patches. The measured results for the 1×4 arrays are reported and compared with the simulated results in section 3. Finally, this paper is concluded in section 4

**2 Array Antenna Configuration and Numerical Results**

Fig. 1 illustrates the dual-frequency of single-feed slit-loaded rectangular microstrip antenna. The antenna consists of four T-shaped slits inserted at the patch edges. The rectangular patch has a side length  $L$  and width  $W$ , printed on a substrate of thickness  $h$  and relative permittivity  $\epsilon_r$ . A narrow center slot of dimensions  $l_s \times w_s$  ( $l_s > w_s$ ) is embedded in the  $x$ -axis near the patch center of the rectangular patch. A single probe feeds at point  $(x_p, y_p)$  along the diagonal of the patch. For the designed dimensions of four T-shaped slit, the left and right arms have the same dimensions of a narrow width  $s_1$  and a length  $l_1$ . The dimension of each center arm is indicated by  $d_1 \times w_1$  with the different arm width  $d_1 > d_2$ . The dimensions of upper and center arms are of  $s_2 \times l_2$  and  $w_2 \times d_2$ , respectively. The dimensions of lower and center arms are of  $s_3 \times l_2$  and  $w_3 \times d_2$ , respectively. Using those dimensions, the operating frequency is higher.

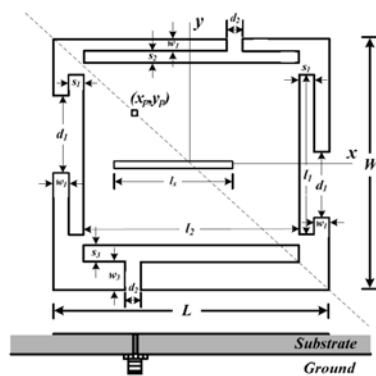


Fig.1 Dual-frequency rectangular microstrip antenna with asymmetric T-shaped slit loads.

Moreover, it is found that both shifting a narrow slot out of the patch center along the negative  $x$ -axis and increasing the height of substrate can increase bandwidths to cover the required ISM (Industrial Sciences Medicine) bands.

An asymmetric T-shaped slit loaded antenna has the following parameters:  $\epsilon_r = 4.4$ , ground-plane size =  $7.5 \times 7.5 \text{ mm}^2$ ,  $h = 1.6$ ,  $(x_p, y_p) = (-8.25, 6.275)$ ,  $L = 36.87$ ,  $W = 31.232$ ,  $d_1 = 2.14$ ,  $d_2 = 0.067$ ,  $w_1 = 1.511$ ,  $w_2 = 2.015$ ,  $w_3 = 3.525$ ,  $w_s = 1.007$ ,  $l_s = 15.830$ ,  $l_1 = 19.948$ ,  $l_2 = 28.603$ ,  $s_1 = 2.015$ ,  $s_2 = 1.41$  and  $s_3 = 2.017$ . All dimension units are millimeter. By using parameter above, Wongsan *et al.* [7] shown that the resonant frequencies of the asymmetric T-shaped slit loads are 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz, respectively. However, this antenna has low directive gain and asymmetric radiation pattern.

**2.1 1×4 Array Elements**

To improve radiation characteristics, a rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA is arrayed with element spacing of  $\lambda/2$  to increase the directive gain as shown in Fig.2. This work proposes the design of asymmetric T-shaped slit loaded MSA which is modeling 1×4 array [13].

As reported in Table 1, the simulated results show that directive gain of array antenna are increased up to 7 dBi, 9 dBi, and 12 dBi for the lower, middle and higher frequency bands, respectively. The simulated radiation patterns of the array antenna at the center of three ISM bands are shown in Fig.3.

It is noted that the azimuth patterns in H-plane were wide. On the other hand, the elevation patterns E-plane were narrow, while the propagation losses in undesired areas can be operated reduced in WLAN band. Therefore, this array antenna is therefore suitable for installation on the wall.

Table 1 Directive gain for one and four elements.

Frequency	2.45 GHz	5.25 GHz	5.8 GHz
Directive gain			
One-element [12] (dBi)	3.98	3.7	6.14
Four-elements (dBi)	7	9	12

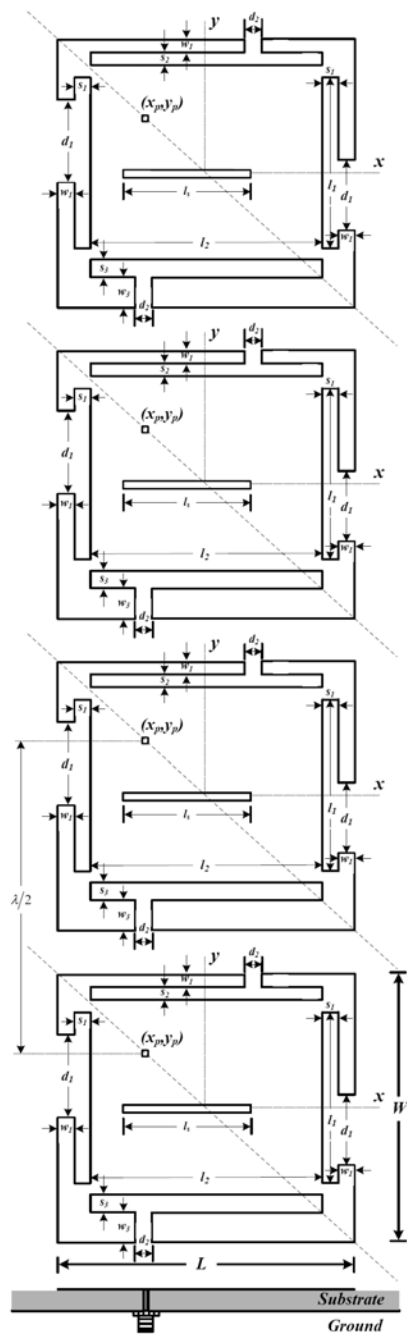
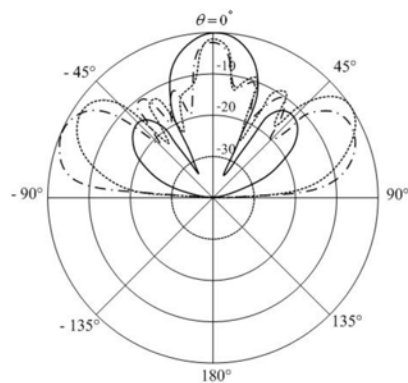
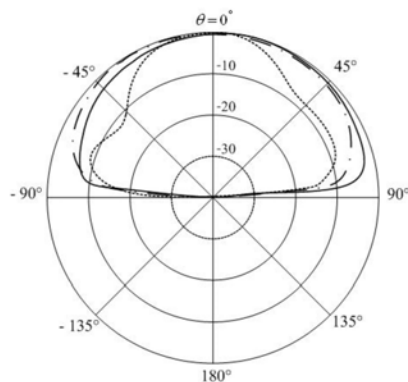


Fig.2 A 1x4 array antenna using rectangular patch with asymmetric T-shaped slit loaded MSA for element spacing of  $\lambda/2$ .



(a) E-plane



(b) H-plane

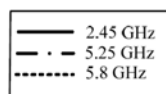


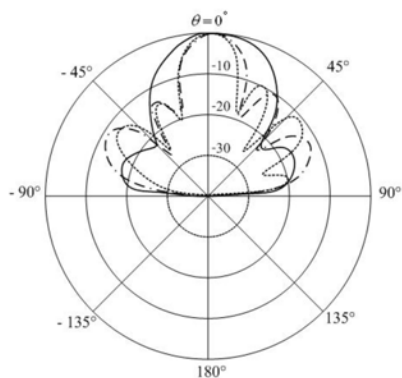
Fig.3 Simulated radiation patterns at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz for element spacing of  $\lambda/2$ .

**2.2 Radiation Patterns Improvement by adjustment of Patches Spacing**

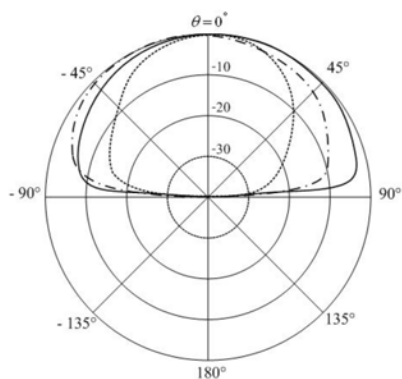
Although array element spacing of  $\lambda/2$  can increase the directive gain, its beamwidth in E-plane still be narrow and occurring the side lobed pointed to undesired directions. Therefore, this array antenna will be improved in this section. In addition, if its spacing is shorter than  $\lambda/3$ , patch antennas are overlapped and if its spacing is wider than  $\lambda/2$ , the radiation patterns yields higher sidelobe level. Thus, the appropriate spacing between the patches is

considered here by adjusting the spacing distance from  $\lambda/2$  down to  $\lambda/3$  (40.816 mm).

Fig.4 illustrates the radiation patterns of the array antenna at distance  $\lambda/3$ . We found that the adjustment of element spacing at least  $\lambda/3$  can reduce sidelobe level when compared to the element spacing of  $\lambda/2$ .



(a) E-plane



(b) H-plane

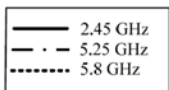
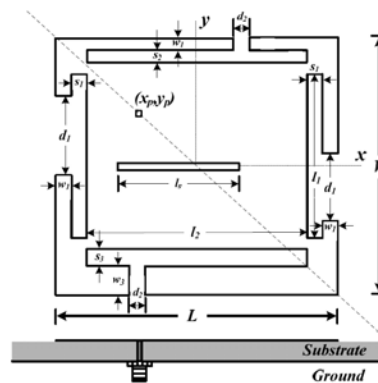


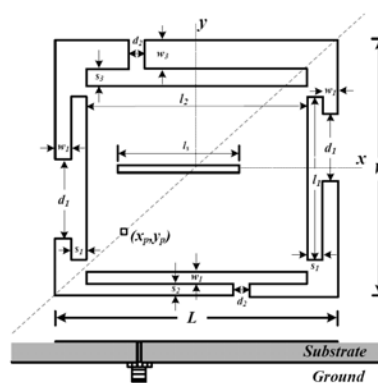
Fig. 4 Simulated radiation pattern at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz for element spacing of  $\lambda/3$ .

### 2.3 Radiation Patterns Modification by Alternating the Slit Loads Positions on each Side of Patches

To depict in Fig.5 (a), prototype antenna A is the original dual-frequency rectangular microstrip antenna with asymmetric T-shaped slit loads [12]. Since a  $1 \times 4$  array prototype antenna A at element spacing of  $\lambda/3$ , the radiation patterns are asymmetrical as shown in Fig.4. For solving a problem aforementioned, in Fig.5 (b), the prototype antenna B that has been modified by alternating the slit loads positions on each side of patches is designed to improve the radiation patterns to be symmetric shape and cover the required area.

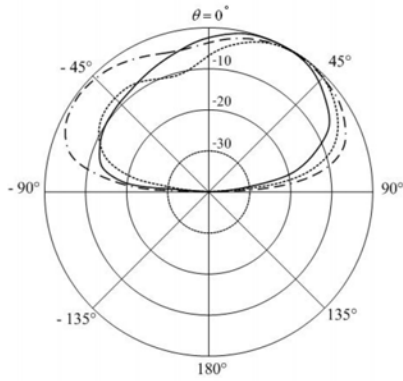


(a) Prototype antenna A

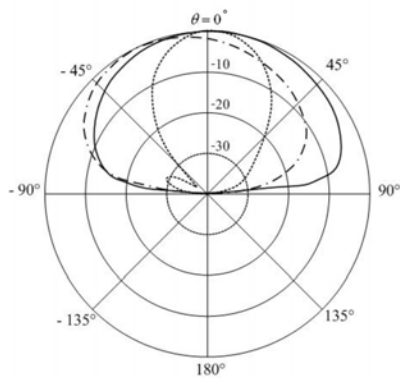


(b) Prototype antenna B

Fig. 5 Two prototypes of dual-frequency rectangular microstrip antenna for total pattern improvement of array.



(a) E-plane



(b) H-plane

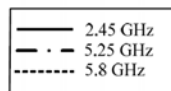
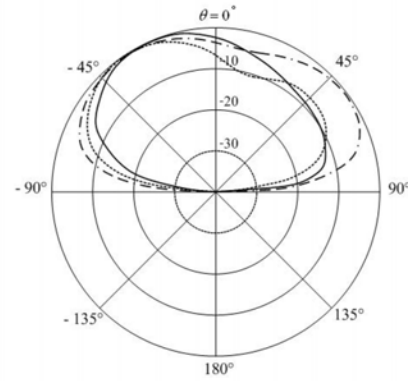
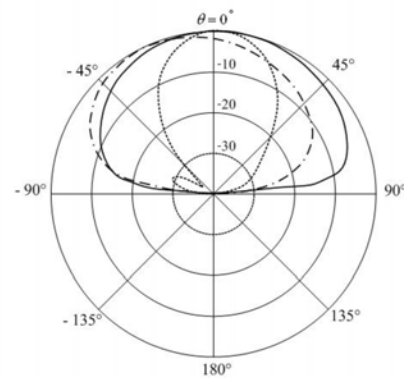


Fig. 6 Radiation patterns of a prototype antenna A.



(a) E-plane



(b) H-plane

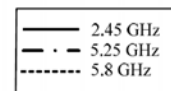


Fig. 7 Radiation patterns of a prototype antenna B.

Figs. 6 and 7 show the radiation pattern of prototype antenna A and B, respectively. When they are rearranged for  $1 \times 4$  array antenna as shown in Fig.8, its total patterns both in E- and H-planes will be improved as shown in Fig.9.

### 3 Experimental Results

This paper proposes two techniques for radiation patterns improvement. First, we propose the adjustment of patch spacing to  $\lambda/3$ , which can reduce the sidelobe levels. We then propose the modification of array antennas by alternating the slit loads positions on each side of patches to achieve the symmetric radiation patterns.



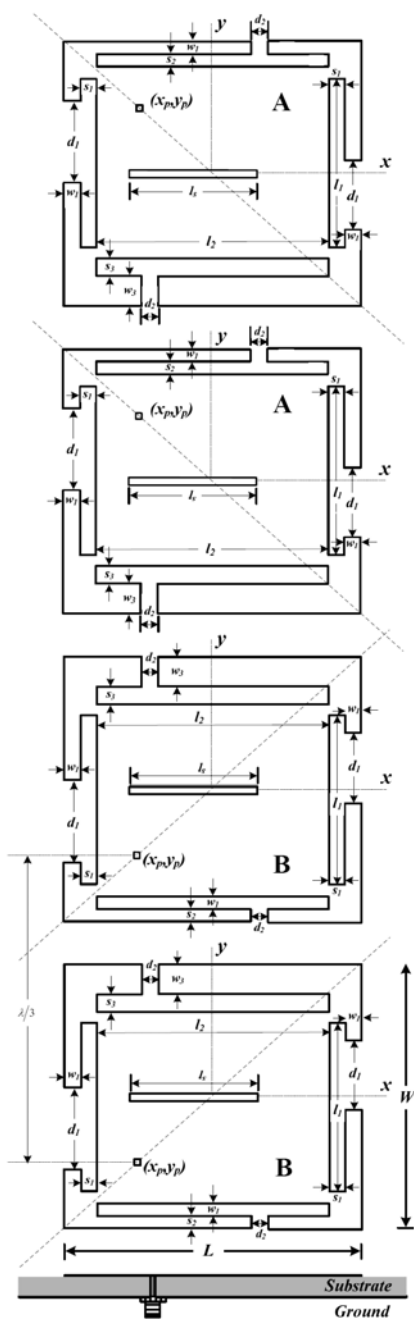
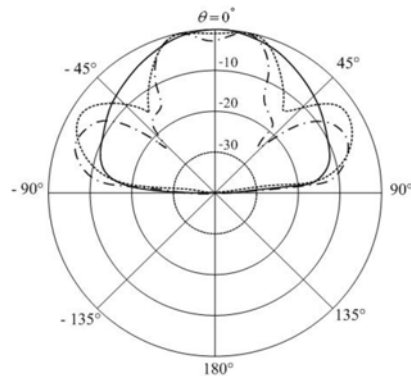
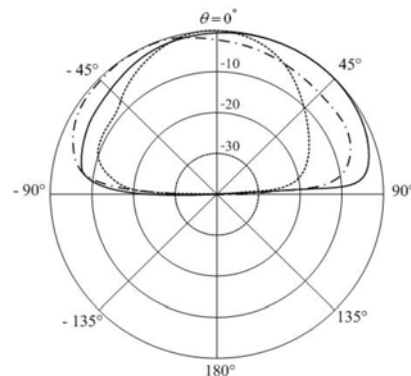


Fig.8 A 1×4 array antenna using rectangular patch with alternating the slit loads positions on each side of the MSAs (group B) for element spacing of  $\lambda/3$ .



(a) E-plane



(b) H-plane

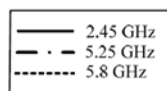
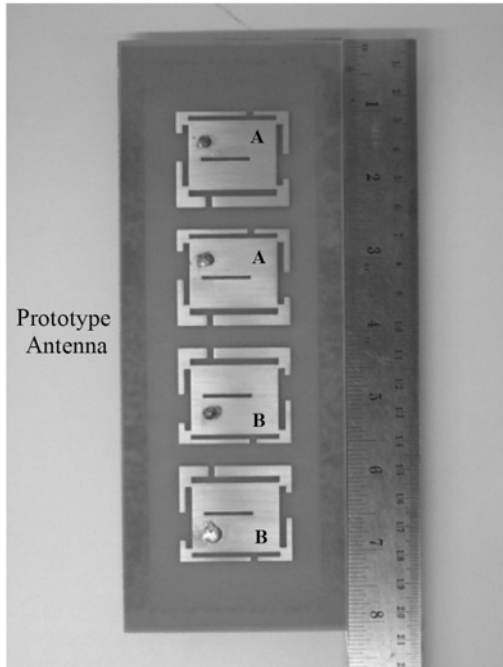


Fig. 9 Radiation patterns of 1×4 array antenna with prototype antenna A and B.

In order to implement this concept, the 1×4 rectangular microstrip array antenna with asymmetric T-shaped slit loads is designed and fabricated as shown in Fig.10. The thickness of FR4 substrate is 3.2 mm, which is fabricated using two layer of 1.6 mm FR4 PCB, which can result in a gap. The proposed antenna is fed with a 50  $\Omega$  SMA connector and connected to an HP8722D network analyzer in order to test the reflection coefficients.



(a)



(b)

Fig.10 Proposed rectangular microstrip array antenna by changing slit loads position on each side of patches.

From Fig.11, it can be clearly seen that the measured reflection coefficients are superimposed with the simulated ones and the good agreement. The simulated results show that at the lower frequency band (2.403-2.57 GHz), its bandwidth is 167 MHz, at the middle and higher frequency bands (5.221-5.456 GHz), its bandwidth is 235 MHz, (5.658-5.96 GHz), its bandwidth is 302 MHz, respectively. Also, the measured results show that at the lower frequency band (2.38-2.536 GHz), its bandwidth is 156 MHz, the middle and higher frequency bands (4.979-6.308 GHz), their bandwidth are 1.33 GHz. Both of them can cover the required three ISM bands. Fig.12 shows the simulated and measured VSWR. The simulated results show that at the lower, middle, and higher frequency bands, their VSWR are 1.22, 1.40, and 1.55, respectively. The measured results show that at the lower and middle frequency bands, their VSWR are 1.55, and higher frequency band, its VSWR is 1.23. In Figs.13 and 14, the simulated and measured results show that the input resistance and input reactance at the lower, middle, and higher frequency bands, are approximately 50  $\Omega$  and 0  $\Omega$ , respectively. The simulated and measured far-field radiation patterns of the proposed antenna at the center of three ISM bands are 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz as shown in Fig.15. It can be seen that similar radiation patterns for three operating frequency bands are in good agreement.

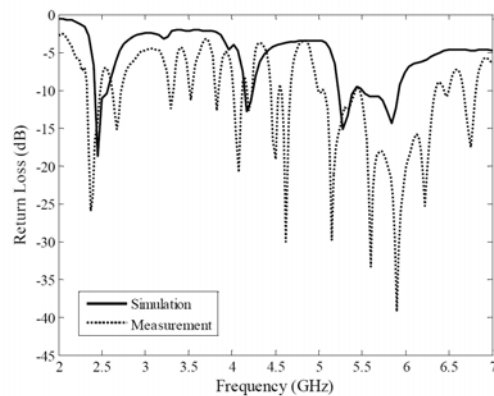


Fig.11 Simulated and measured return loss.

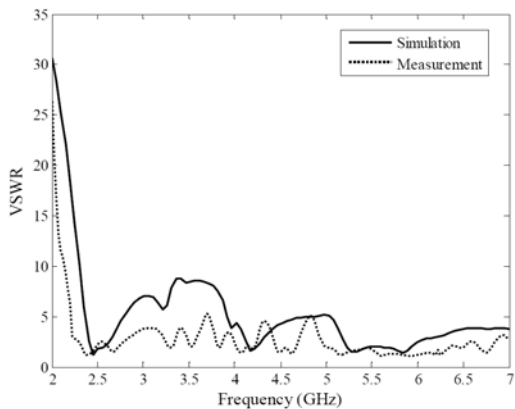
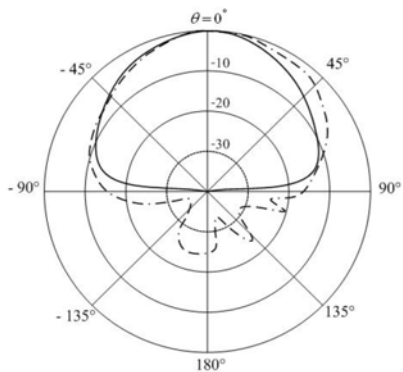


Fig.12 Simulated and measured VSWR.



(a) E-plane at 2.45 GHz

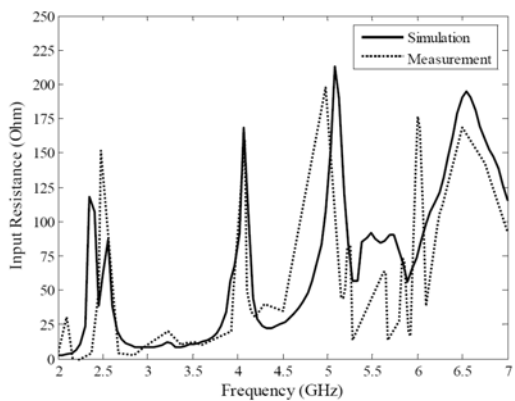
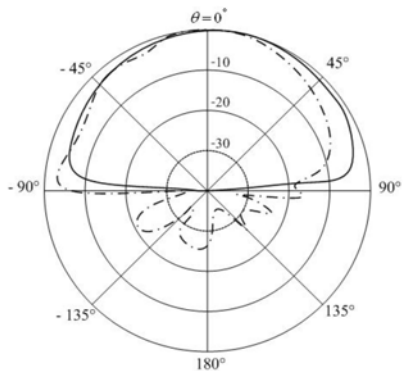


Fig.13 Simulated and measured input resistance (Ohm).



(b) H-plane at 2.45 GHz

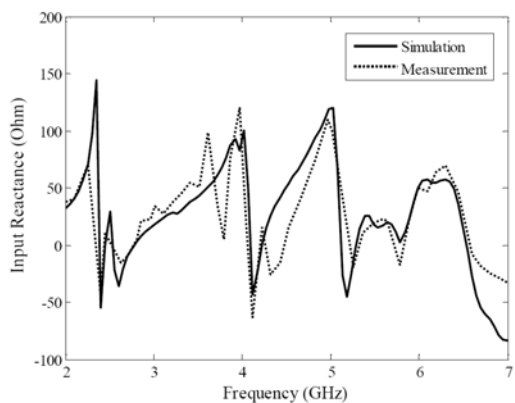
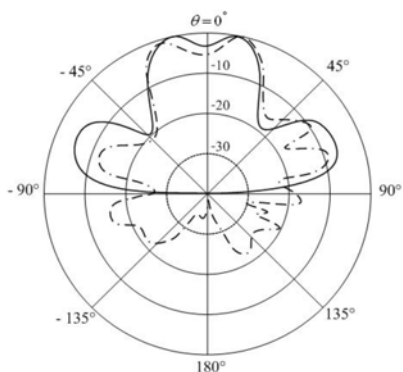
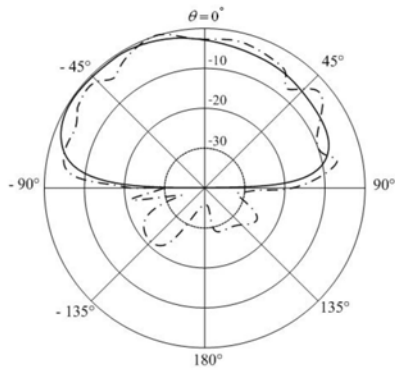


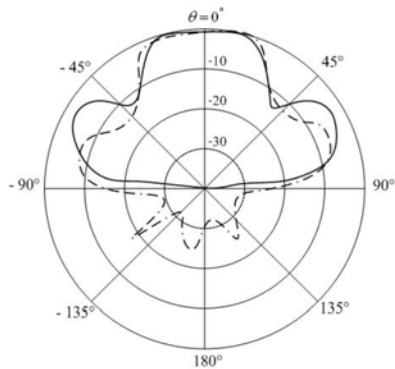
Fig.14 Simulated and measured input reactance (Ohm).



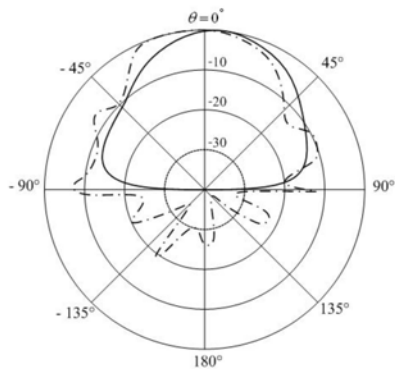
(c) E-plane at 5.25 GHz



(d) H-plane at 5.25 GHz



(e) E-plane at 5.8 GHz



(f) H-plane at 5.8 GHz

Fig.15 Simulated and measured far-field radiation patterns at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz. ( — Simulation and - - - Measurement)

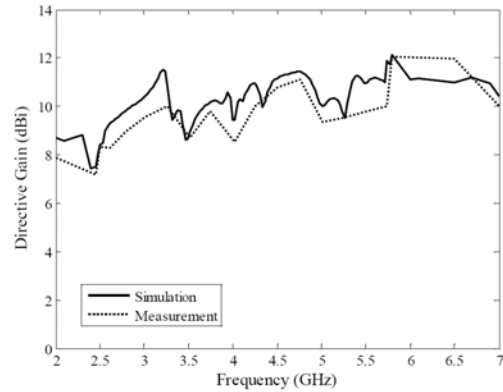


Fig.16 Simulated and measured directive gain.

As shown in Fig.16, the simulated results show that the directive gain at the lower, middle, and higher frequency bands, are 7.5 dBi, 9.6 dBi, 12.2 dBi, respectively. Also, the measured results are 7.2 dBi, 9.3 dBi, 12 dBi, respectively. It is shown that, the measurement and simulation for three operating frequency bands are in good agreement.

From the results of patterns modification by alternating the slit loads positions on each side of patches, we found that at the lower frequency band, its directive gain and radiation patterns are better. Furthermore, the sidelobe level is reduced at middle and higher frequency bands consequently, their directive gain in such bands will be increased.

#### 4 Conclusion

From this paper, the performance improvement an array antenna using  $1 \times 4$  rectangular MSA with asymmetric T-shaped slit loads is proposed for directive gain increment and pattern shaping. The simulated and measured results have been shown that when the array element spacing is adjusted from  $\lambda/2$  down to  $\lambda/3$ , the covering required area will be increased. The modification by alternating the slit loads positions on each side of patches can improve the radiation patterns to be symmetric shape. In addition, the important parameters consist of the directive gain, return loss, VSWR, input impedance, and radiation patterns have been simulation and measurement for validation. The measured results are in good agreement with the simulated results. The obtained directive gains at the lower, middle, and higher frequency bands are 7dBi, 9dBi, and 12 dBi, respectively. Also, the bandwidth measured results show that at the lower frequency band, its

bandwidth is about 156 MHz. For the middle and higher frequency band, its combination of two bandwidths are about 1.33 GHz. Therefore, both of them can cover the required three ISM bands. Furthermore, the VSWRs over the required bands are lower than 1.55. Finally, this proposed antenna as panel antenna can be realized and applied for wireless applications.

### 5 Acknowledgement

This work was supported by the Research Department Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. Also, the authors would like to express their acknowledgements to Prof. Prayoot Akkarakthalin, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand, supporting the IE3D Zeland Software for simulation.

#### References:

- [1] H. Toshikazu, "Broadband/Multiband Printed Antenna," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.5, May 2005, pp. 1809-1817.
- [2] G. Tsachtsiris, M. Karaboikis, C. Soras, V. Papamichael and V. Makios, Multi Element Fractal Rectangular Curve Patch Antenna for Indoor Access Points, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.3, No.2, 2004, pp. 478-481.
- [3] P. Krachodnok and R. Wongsan, Design of Broad-Beam Microstrip Reflectarray, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, No.3, 2008, pp. 180-187
- [4] V. Thavivrot, P. Krachodnok and R. Wongsan, Radiation Pattern Synthesis from Various Shaped Reflectors Base on PO and PTD Methods for Point-to-Multipoint Application, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, 2008, pp. 531-540
- [5] D.M. Pozar and S.M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.45, 1997, pp. 1618-1625.
- [6] D. Sanchez-Hemamdez, G. Passiopoulos, M. Ferrando, E. Reyes, and I. D. Robertson, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna with a single feed," *Electron. Lett.*, Vol.32, 1996, pp. 2296-2298.
- [7] G. B. Hsieh, M. H. Chen, and K. L. Wong, "Single feed dual-band circularly polarized microstrip antenna," *Electron. Lett.*, Vol.32, 1998, pp. 1170-1171.
- [8] H. Elsadek, D. Nashaat and H. Ghali, Broad-band U-Shaped PLFA with Dual band Capability for Bluetooth and WLAN Application, *WSEAS Transactions on Computers*, Vol.3, No.6, 2004, pp. 1788-1793.
- [9] K.P. Yang, K.L Wong., "Dual-band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, AP-49, 3, March 2001, pp. 377-382.
- [10] U. Kongmuang, "Bandwidth Analysis of Dual-band Asymmetric Y-shaped Slit-loaded MSA," *ECTI-CON 2008.*, Vol.1, 2008, pp. 281-284.
- [11] James, J.R., and P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antenna*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1989 ch. 1
- [12] R. Wongsan and U. Kongmuang, "Bandwidth Analysis of Dual-band Asymmetric T-shaped Slit-Loaded MSA Using FDTD," *ISAP2007*, 2007, pp. 310-313.
- [13] S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan, "Directive Gain Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads," 12<sup>th</sup> *WSEAS International Conference on Communications, Greece*, 2008, pp. 334-339

# Circularly-Polarized Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads

<sup>#</sup>S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan  
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering,  
 Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand  
 E-mail: m5040100@g.sut.ac.th, priam@sut.ac.th,  
 mtp@g.sut.ac.th and rangsan@sut.ac.th

## 1. Introduction

At present, the advance of wireless systems require an increment in bandwidth and sharing in limited frequency bands, particularly in PDC (Personal Digital Cellular Telecommunication System), PHS (Personal Handy-Phone System), IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000), and WLAN (Wireless Local Area Network) [1]. The popular antennas for WLAN access point are linear dipole, slot array, and microstrip antenna. These antennas will be usually placed at the wall of rooms or buildings. Several designs of the single feed dual-band Microstrip Antennas (MSAs) have recently been reported. For example, a dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip patches [2], a spur-line filter-embedded nearly square microstrip patch [3], a circular microstrip patch with two pairs of arc-shaped slots [4], a broad-band U-Shaped PLFA with dual band capability for Bluetooth and WLAN [5], and a square MSA inserted with four T-shaped slits at the patch edges or four Y-shaped slits at the patch corners [6]. The lattermost one proposed a reactively-load technique using four T-shaped slit loads on each patch edge symmetrically. It is small size, low cost, low profile, and light weight compared to the work which are presented in [2]-[4]. Nevertheless, its dual bandwidths of 1.17% and 1.05% are not sufficient to be implemented and was not suggested for utilization in any application. Therefore, Wongsan *et al.* [7] reported an alternative technique providing dual-frequency wider bandwidth MSA using a rectangular patch and modifying the dimensions of four T-shaped slit loads asymmetrically. Moreover, the thickness of FR4 substrate was increased from 1.6 mm to 3.2 mm in order to enlarge the lower and higher bands of this antenna. However, the antenna has low directive gain and asymmetric radiation pattern. To solve their problem, the high directive gain is presented along with a parametric study based on numerical and experimental results [8]. In addition, the radiation patterns are presented for a modification by alternating the slit loads positions on each side of rectangular patches array configuration. In this paper, we present circularly-polarized array antenna using the rectangular patches with asymmetric T-shaped slit loads. The measured results of the input impedance, return loss, and VSWR are also conducted for verification of the simulated results.

## 2. Array Antenna Configuration

Fig.1 illustrates the dual-frequency of single-feed slit-loaded rectangular microstrip antenna. The antenna consists of four T-shaped slits inserted at the patch edges. The rectangular patch has a side length  $L$  and width  $W$ , printed on a substrate of thickness  $h$  and relative permittivity  $\epsilon_r$ . A narrow center slot of dimensions  $l_s \times w_s$  ( $l_s > w_s$ ) is embedded in the  $x$ -axis near the patch center of the rectangular patch. A single probe feeds at point  $(x_p, y_p)$  along the diagonal of the patch. For the designed dimensions of four T-shaped slit, the left and right arms have the same dimensions of a narrow width  $s_1 l_1$  and a length  $l_1$ . The dimension of each center arm is indicated by  $d_1 \times w_1$  with the different arm width  $d_1 > d_2$ . The dimensions of upper and center arms are of  $s_2 \times l_2$  and  $w_2 \times d_2$ , respectively. The dimensions of lower and center arms are of  $s_3 \times l_2$  and  $w_3 \times d_2$ , respectively. Using those dimensions, the operating frequency is higher.

Moreover, it is found that both shifting a narrow slot out of the patch center along the negative  $x$ -axis and increasing the height of substrate can increase bandwidths to cover the required ISM (Industrial Sciences Medicine) bands. An asymmetric T-shaped slit loaded antenna has the following parameters:  $\epsilon_r = 4.4$ , ground-plane size =  $7.5 \times 7.5 \text{ mm}^2$ ,  $h = 1.6$ ,  $L = 36.87$ ,  $(x_p, y_p) = (-8.25, 6.275)$ ,  $W = 31.232$ ,  $d_1 = 2.14$ ,  $d_2 = 0.067$ ,  $w_1 = 1.511$ ,  $w_2 = 2.015$ ,  $w_3 = 3.525$ ,  $w_s = 1.007$ ,  $l_s = 15.830$ ,  $l_1 = 19.948$ ,  $l_2 = 28.603$ ,  $s_1 = 2.015$ ,  $s_2 = 1.41$  and  $s_3 = 2.017$ . All dimension units are millimeter. By using parameter above, Wongsan *et al.* [8] shown that the resonant frequencies of the asymmetric T-shaped slit loads are 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz, respectively. However, this antenna has low directive gain and asymmetric radiation pattern.

### 3. Experimental and Numerical Results

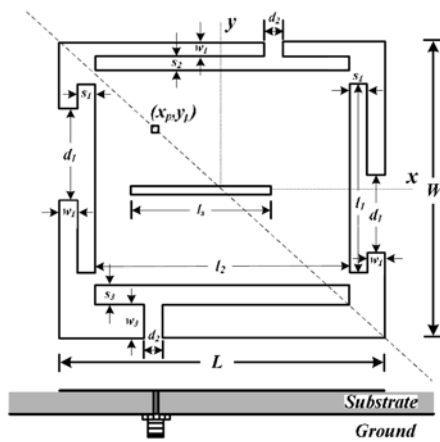


Figure 1: Dual-frequency Rectangular Microstrip Antenna with Asymmetric T-shaped Slit Loads

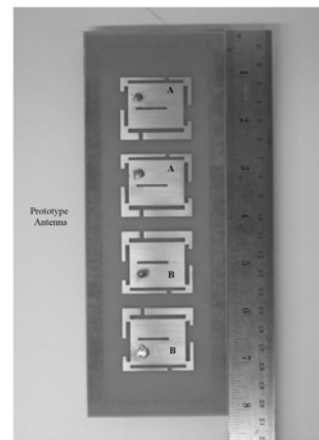


Figure 2: Proposed Rectangular Microstrip Array Antenna by Changing Slit Loads Position on Each Side of Patches

The performance improvement of an array antenna using  $1 \times 4$  rectangular MSAs with asymmetric T-shaped slit loads is proposed for directive gain increment and pattern shaping [8]. The simulated and measured results have been shown that when the array element spacing is adjusted from  $\lambda/2$  down to  $\lambda/3$ , the covering required area will be increased. The modification by alternating the slit loads positions on each side of patches as shown in Fig.2 can improve the radiation patterns to be symmetric shape. In addition, the important parameters which are consisted of the return loss and VSWR have been simulated and measured for validation as shown in Figs.3 and 4. The measured results are in good agreement with the simulated results. For the polarization measurement, the partial method (polarization-pattern method) [9] has been used for polarization measurement of antenna as shown in Fig.6 (a) through (c). In Figs.6 (a) and (c), it is obvious that the proposed antenna is nearly circularly polarized along its axis at  $0^\circ$ . And greater observation angles, its polarization becomes elliptical. For the polarization measurement at 5.25 GHz as shown in Fig.6 (b), the proposed antenna is nearly circularly polarized around its axis. For the difference of polarization measurement, due to the slit loads positions on each side of patches, it has an effect on resonant frequency.

#### 4. Conclusion

From this paper, the performance improvement an array antenna using 1×4 rectangular MSA with asymmetric T-shaped slit loads is proposed for measured results polarization. The measured results show that the polarized at the lower, and higher frequency bands, are nearly circularly polarized along its axis at 0°. and circularly polarized at middle frequency band. Finally, this proposed antenna as panel antenna can be realized and applied for wireless applications.

#### Acknowledgments

This work was supported by the Research Department Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. Also, the authors would like to express their acknowledgements to Prof. Prayoot Akkaraekthalin, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand, supporting the IE3D Zeland Software for simulation.

#### References

- [1] H. Toshikazu, "Broadband/Multiband Printed Antenna", IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.5, May 2005, pp. 1809-1817, May 2005.
- [2] D.M. Pozar, S.M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.45, pp. 1618-1625, 1997.
- [3] D. Sanchez-Hemamdez, G. Passiopoulos, M. Ferrando, E. Reyes, I. D. Robertson, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna with a single feed," Electron. Lett., Vol.32, 1996.
- [4] G. B. Hsieh, M. H. Chen, K. L. Wong, "Single feed dual-band circularly polarized microstrip antenna," Electron. Lett., Vol.32, pp. 1170-1171, 1998.
- [5] H. Elsadek, D. Nashaat, H. Ghali, "Broadband U-Shaped PLFA with Dual band Capability for Bluetooth and WLAN Application", WSEAS Transactions on Computers, Vol.3, No.6, 2004.
- [6] K.P. Yang, K.L Wong, "Dual-band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna", IEEE Transaction on Antenna and Propagation, AP-49, 3, pp. 377-382, March 2001.
- [7] R. Wongsan, U. Kongmuang, "Bandwidth Analysis of Dual-band Asymmetric T-shaped Slit-Loaded MSA Using FDTD", ISAP2007, pp. 310-313, 2007.
- [8] S. Kampeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, R. Wongsan, "Gain and Pattern Improvement of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads", WSEAS Transactions on Communications, Issue 9, Vol.7, pp 922-931, September 2008.
- [9] J.S. Hollis, T.J. Lyon, and L. Clayton, Jr., *Microwave Antenna Measurements*, Scientific-Atlanta, Inc., Atlanta, Georgia, July 1970.



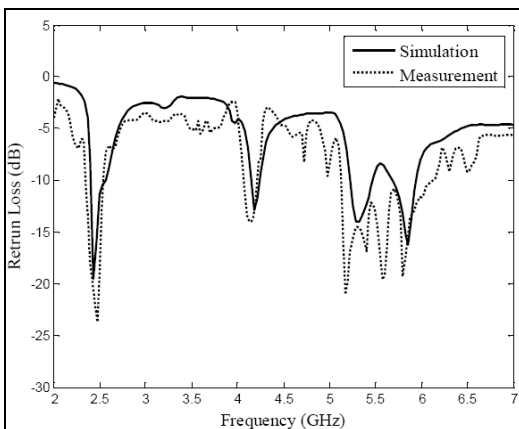


Figure 3: Simulated and Measured Return Loss

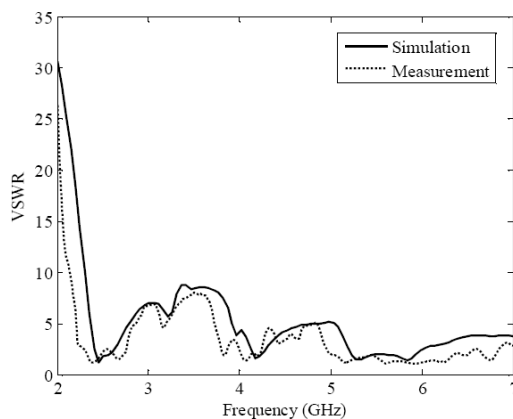
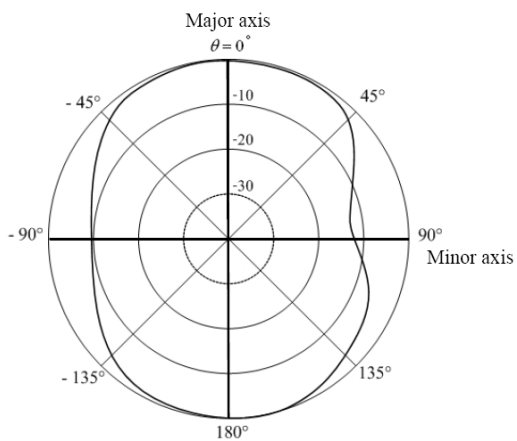
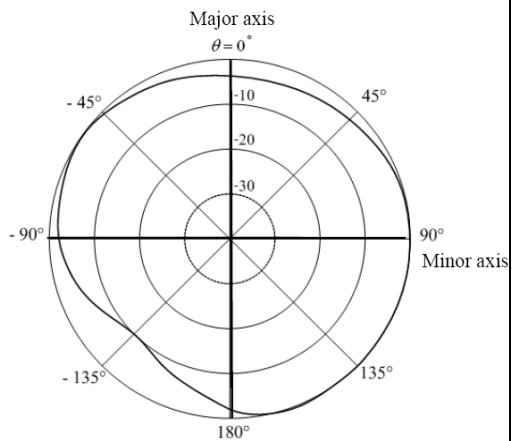


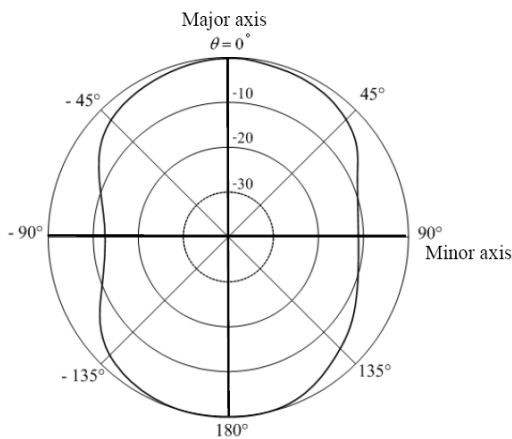
Figure 4: Simulated and Measured VSWR



(a) 2.45 GHz



(b) 5.25 GHz



(c) 5.8 GHz

Figure 6: Polarization Measurement at 2.45 GHz, 5.25 GHz, and 5.8 GHz

## ประวัติผู้เขียน

นายศรันย์ คัมภีร์ภัทร เกิดเมื่อวันที่ 12 มิถุนายน พ.ศ. 2527 ที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี เริ่มการศึกษาชั้นประถมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนเทศบาล 1 (แดงอ่อนเผดิมวิทยา) ชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนสุราษฎร์พิทยา จังหวัดสุราษฎร์ธานี และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ. 2550 ระหว่างศึกษาในระดับปริญญาตรีได้ร่วมกิจกรรมของมหาวิทยาลัย ฯ ดังนี้ (1) เป็นคณะกรรมการหอพักนักศึกษา ปี พ.ศ. 2548 (2) เป็นสมาชิกชมรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

ปี พ.ศ.2550 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนวิจัยจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.)

ในขณะศึกษาระดับปริญญาโท ได้เสนอบทความวิชาการ 3 เรื่อง ได้แก่

(1) **Directive Gain Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads.** 12<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Communications, Heraklion, Greece, July 2008, pp 334-339, ISBN : 978-960-6766-84-8.

(2) **Gain and Pattern Improvement of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads.** WSEAS Transactions on COMMUNICATIONS, Issue 9, Volume 7, September 2008, pp 922-931, ISSN : 1109-2742.

(3) **Circularly-Polarized Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads.** ISAP 2009 International Conference, Bangkok, Thailand, 21-23 October 2009.